

ENTWURF UND UNTERSUCHUNG
EINES
ECHTZEIT-MIKROWELLENABBILDUNGSSYSTEMS
FÜR DEN NAHBEREICH

von
GUSTAV KÖNIG

Erlangen 1983

1983 # 122

ENTWURF UND UNTERBACHTUNG

VON

EDUARD MINKOWSKI, LEHRBILDUNGSSYSTEM

FÜR DEN HANDELSBEREICH

Digitized by the Internet Archive
in 2026

ENTWURF UND UNTERSUCHUNG EINES ECHTZEIT-MIKROWELLENABBILDUNGSSYSTEMS FÜR DEN NAHBEREICH

Der Technischen Fakultät
der Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades

DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt

von

GUSTAV KÖNIG

Erlangen 1983



Als Dissertation genehmigt von der
Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 11. Januar 1983
Tag der Promotion: 9. März 1983
Dekan: Prof. Dr. rer. nat. U. Zwicker
Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. H. Brand
Prof. Dr. rer. nat. A. W. Lohmann

INHALTSVERZEICHNIS

	Verzeichnis der wichtigsten Formelzeichen	IV
0.	EINLEITUNG	1
1.	ABBILDUNG MIT MIKROWELLEN	4
1.0.	Überblick	4
1.1.	Abbildung mit Linsen	4
1.2.	Mikrowellenholographie	5
1.2.1.	Hologrammaufnahme	6
1.2.2.	Rekonstruktionsverfahren	7
1.3.	Quasi-holographische Abbildungsverfahren	8
1.3.1.	Zweifrequente quasi-holographische Abbildungsverfahren	8
1.3.2.	Multifrequente quasi-holographische Abbildung	9
1.3.3.	Verfahren mit synthetischer Apertur	9
1.4.	Echtzeit-Abbildung mit Mikrowellen	10
2.	PHYSIKALISCHE GRUNDLAGEN	13
2.0.	Überblick	13
2.1.	Einige Bemerkungen zu Möglichkeiten und Grenzen der Mikrowellen-Abbildung	13
2.2.	Beschreibung der physikalischen Zusammenhänge durch die skalare Beugungstheorie	15
2.3.	Einfluß der Aufnahmeapertur auf das Abbildungsverhalten	21
2.3.1.	Herleiten einer allgemeinen Beziehung	21
2.3.2.	Diskussion des Abbildungsverhaltens für einige spezielle Belegungsfunktionen	25
2.4.	Approximation der kontinuierlichen Fourier-Transformation durch die diskrete Fourier-Transformation (DFT)	34
3.	ZUM ENTWURF DES MIKROWELLENNETZES	36
3.0.	Überblick	36
3.1.	Allgemeine Beschreibung des Mikrowellennetzwerkes	36

3.2.	Möglichkeiten zur Realisierung einfacher Rechenoperationen durch passive Mikrowellenbauteile	43
3.3.	Aufbau des Teilnetzes N_α	48
3.4.	Aufbau des Teilnetzes N_β	49
3.4.1.	Eine einfache Schaltungsrealisierung	50
3.4.2.	Ein optimiertes Schaltungskonzept	52
4.	ENTWURF UND NUMERISCHE UNTERSUCHUNG DES GESAMTSYSTEMS	69
4.0.	Überblick	69
4.1.	Festlegen der allgemeinen Systemdaten	69
4.2.	Das Mikrowellennetzwerk	72
4.3.	Numerische Untersuchung des Abbildungssystems	76
4.3.1.	Das Rechenprogramm	77
4.3.2.	Untersuchungen zum Auflösungsvermögen	79
4.3.3.	Untersuchung des Einflusses einiger Netzwerkparameter auf das Abbildungsverhalten	84
5.	TECHNISCHE REALISIERUNG UND MESSTECHNISCHE UNTERSUCHUNG DES ABBILDUNGSSYSTEMS	93
5.0.	Überblick	93
5.1.	Kriterien zur Auswahl der Wellenleiter	93
5.2.	Die Beleuchtungsantenne und die Empfangsantennen	94
5.3.	Das Mikrowellennetzwerk	95
5.3.1.	Die π -Hybride	95
5.3.2.	Die Schaltnetze	100
5.3.3.	Die Phasenschieber	103
5.3.4.	Realisierung der 8-Tor-Unternetze	104
5.3.5.	Das Gesamtnetz	105
5.4.	Detektion der auslaufenden Wellen	107
5.5.	Darstellung der Bildfunktion	108
5.6.	Meßtechnische Untersuchung der Abbildungseigenschaften	109
5.6.1.	Nachweis der Auflösungsgrenze	109
5.6.2.	Abbildung "dicht" beieinander stehender Streuzentren	116

5.7.	Allgemeine Eigenschaften des Abbildungssystems	120
6.	ZUSAMMENFASSUNG	123
7.	ANHANG	125
8.	LITERATURVERZEICHNIS	127

Verzeichnis der wichtigsten Formelzeichen

A	Sendekonstante
a	zulaufende Wellengröße
A	Spalte zulaufender Wellengrößen
a_C	Koppeldämpfung
a_R	Reflexionsdämpfung
a_S	Sperrdämpfung
a_T	Transmissionsdämpfung
b	ablaufende Wellengröße
B	Spalte ablaufender Wellengrößen
$B(x_1, y_1)$	Objektfunktion
C_k	Konstanten
d	linearer Abstand zwischen Objekt- und Aufnahmeebene
$d_{n,m}^{(k)}$	Dezimierungsoperator
$DFT(\underline{X})$	Diskrete Fouriertransformierte von $\underline{X}$
$\vec{E}$	Vektor der elektrischen Feldstärke
$\underline{E}$	Einheitsmatrix
f	Frequenz
f_x	Ortsfrequenz
$g(x_1)$	ortsabhängige Funktion
$\tilde{g}(x_1)$	periodisierte ortsabhängige Funktion
$G(f_x)$	Ortsspektrum
$\tilde{G}(f_x)$	periodisiertes Ortsspektrum
$H(x_0)$	aperiodische Apertur-Belegungsfunktion
K	Konstante
$\vec{k}$	Wellenzahlvektor
L_0	Länge der Aufnahmeapertur
L_1	mehrdeutigkeitsfreier Bereich in der Objektebene

N	Zahl der Abtastpunkte in der Aufnahmeapertur bzw. der Bildpunkte des rekonstruierten Mikrowellenbildes
$\vec{n}$	Flächennormalenvektor
$\mathbf{P}$	Formmatrix, oder
$\mathbf{P}$	Permutationsmatrix
$P(x_0)$	periodische Apertur-Belegungsfunktion
R_L	Lastwiderstand der Detektorschaltung
$\vec{r}_S; \vec{r}_E$	Ortsvektoren
s_{xy}	Streukoeffizient
$\mathbf{S}$	Streumatrix
$\mathbf{S}_{n,m}^{(k)}$	Segmentierungsoperator
$\mathbf{T}$	Permutationsmatrix
$U(x_0, y_0)$	skalare Feldfunktion in der Aufnahmeebene
$U(x_1, y_1)$	skalare Feldfunktion in der Objektebene
$U(x_2)$	skalare Feldfunktion in der Bildebene
$U'(x_2)$	normierte Bildfunktion
$W(x_0)$	allgemeine Apertur-Belegungsfunktion
$\mathbf{W}$	DFT-Matrix
$\mathbf{X}$	Spalte der Eingangswerte
x_0, y_0	Ortskoordinaten der Aufnahmeebene
x_1, y_1	Ortskoordinaten der Objektebene
x_2	Koordinate der Bildebene
z, z'	Ortskoordinaten in Ausbreitungsrichtung
$\left. \begin{array}{l} z_{\min 1} \\ z'_{\min 1} \\ z_{\min 2} \end{array} \right\}$	Mindestabstände für die Gültigkeit der Fresnel-Näherung
$Z_{L1}; Z_{L2}$	Leitungs-Wellenwiderstände

Z_A	Abschlußwiderstand
δ	Auflösungsgrenze nach dem Rayleigh-Kriterium
$\delta_{\nu\kappa}$	Kronecker-Symbol
$\delta(x)$	Örtlicher Dirac-Puls
Δx_0	Abstand der Abtastantennen in der Aufnahmeapertur
$\Delta x_1 = \delta$	Auflösungsgrenze nach dem Rayleigh-Kriterium
Δx_{ob}	Abstand zweier Streuzentren in der Objektebene
Δa	Amplitudenabweichung
$\Delta \psi$	Phasenabweichung
Θ	Periode des periodisierten Ortsfrequenzspektrums
λ	Freiraum-Wellenlänge
ψ	Phasenwinkel
Ω	Periode der periodisierten Ortsfunktion

0. EINLEITUNG

Ein wichtiges Hilfsmittel zur Orientierung des Menschen in seiner Umwelt ist sein Sehvermögen. Dieses, bei optischen Frequenzen arbeitende Abbildungssystem, liefert eine große Menge von visuellen Daten und Eindrücken an das Gehirn, welches aus dem großen Informationsangebot die jeweils wesentlichen und zur Entscheidungsfindung in der aktuellen Situation angemessenen Informationen auswählt.

Die Sehfähigkeit findet dort Grenzen, wo z.B. durch Schnee, Regen oder Nebel dieses optische Abbildungssystem unwirksam wird, oder wo andere optisch nicht transparente Medien den Blick beschränken. Die zur Aufrechterhaltung des Flug-, Schiffs- und Straßenverkehrs benötigten Informationen müssen dann auf anderen Wegen beschafft werden.

Eine, seit einigen Jahrzehnten existierende, technische Lösung dieses Problems ist die Nutzbarmachung von elektromagnetischen Wellen des Mikrowellen- und Millimeterwellenbereiches ($1 \text{ GHz} \leq f \leq 100 \text{ GHz}$). Elektromagnetische Wellen dieser Frequenzbereiche werden, im Gegensatz zu optischen Wellen, bei widrigen Witterungsbedingungen nur schwach gedämpft, da ihre Wellenlänge groß gegen die Abmessungen der vorhandenen Streukörper (z.B. Nebeltröpfchen) sind. Erwähnt seien als Beispiel die vielfältigen, bei Frequenzen im Mikrowellenbereich arbeitenden Radarverfahren, die einen wesentlichen Anteil an der Sicherung des Luft- und Schiffsverkehrs haben und ohne die beispielsweise eine Abwicklung des heutigen dichten Verkehrsaufkommens in der Luftfahrt gar nicht mehr möglich wäre.

Die mit Radarverfahren gewinnbaren Informationen sind allerdings bisher meist auf die Lage und Geschwindigkeit einzelner Objekte beschränkt. Außerdem sind die heute bekannten Radarverfahren für Entfernungsbereiche konzipiert, die in der Größenordnung einiger Kilometer bis einiger hundert Kilometer liegen.

Der von den Radarverfahren nicht erfasste Entfernungsbereich von einigen Metern bis zu einigen hundert Metern ist jedoch für die Anwendung im Straßenverkehr oder bei den Bodendiensten auf Flughäfen der eigentlich interessierende Erkennungsraum. Innerhalb dieses Bereiches wäre ein Abbildungssystem wünschenswert, welches

nicht nur das Vorhandensein von stationären oder sich bewegendem Objekten anzeigt, sondern, das darüber hinaus, das Erkennen von geometrischen Strukturen ermöglicht und damit Informationen über das aktuelle Verkehrsgeschehen liefert. An ein solches Abbildungssystem müßte zusätzlich die Forderung gestellt werden, daß schnelle zeitliche Änderungen in der Objektszene wiedergegeben werden können, d.h., das Abbildungssystem müßte echtzeitfähig sein.

Etwa seit Beginn der sechziger Jahre gibt es vielfältige Bestrebungen, solche Abbildungssysteme zu schaffen. Hierbei handelt es sich um Abbildungsmethoden, die direkt der Optik entlehnt sind. Sie arbeiten entweder nach dem Linsenprinzip oder nach dem Prinzip der Wellenfrontrekonstruktion (Holographie).

Ein Nachteil der Linsenabbildungssysteme besteht darin, daß eine Mikrowellenlinse benötigt wird, deren Abmessungen für den betrachteten Frequenzbereich sehr groß sein müßten (Größenordnung: Meter). Vorteilhaft ist dagegen, daß mit diesen Systemen eine Echtzeitabbildung möglich ist.

Die holographischen Verfahren erfordern eine Messung des Objektwellenfeldes nach Betrag und Phase. Eine schnelle Hologrammaufnahme und Rekonstruktion ist nur mit beträchtlichem Aufwand möglich. Vorschläge zur Realisierung von Echtzeit-Mikrowellen-Abbildungssystemen, die auf dem Holographieprinzip beruhen, sind nach Wissen des Verfassers bisher nicht publiziert worden.

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf, der Realisierung sowie der numerischen- und meßtechnischen Untersuchung eines echtzeitfähigen Mikrowellen-Abbildungssystems für den Nahbereich.

Bei dem vorgestellten Abbildungskonzept wird das Objektwellenfeld durch eine Antennengruppe "abgetastet". Die einzelnen Antennen fungieren als Wellentypwandler, die die im freien Raum ausbreitungsfähigen Wellen in leitungsgeführte Wellen umwandeln. Im Gegensatz zu bekannten Abbildungsverfahren wird dann der Rekonstruktionsschritt direkt in der Originalfrequenzlage durch ein passives Mikrowellennetz mit endlicher Torzahl vorgenommen. Das rekonstruierte Bild der Objektverteilung liegt dann diskontinuier-

lich in Form einer Matrix ablaufender Wellengrößen vor, deren Intensität sich mit einfachen technischen Mitteln als Leuchtdichteverteilung auf einem Oszillographenschirm oder einem Leuchtdiodenfeld darstellen läßt. Die "Rekonstruktionszeit" ergibt sich im wesentlichen aus der Laufzeit der elektromagnetischen Wellen durch das Mikrowellennetzwerk und liegt im Bereich einiger Nanosekunden.

Gegenstand der Abhandlung ist - nach einem Überblick über bisher publizierte Arbeiten auf dem Gebiet der Mikrowellen-Abbildung und einer Zusammenstellung der physikalischen und mathematischen Grundlagen - der Entwurf eines Mikrowellen-Abbildungsnetzwerkes. Der Einfluß nicht idealer Bauteile beim Aufbau des Netzwerkes auf das Abbildungsverhalten wird mittels Rechnersimulation untersucht. Schließlich wird ein Mikrowellen-Abbildungssystem aufgebaut und meßtechnisch untersucht.

1. ABBILDUNG MIT MIKROWELLEN

1.0 Überblick

In diesem Kapitel wird ein kurzer Überblick über bisher publizierte Arbeiten und Verfahren im Bereich der Mikrowellen-Abbildung gegeben. Hierbei steht die Frage der Echtzeitfähigkeit unterschiedlicher Verfahren im Vordergrund. Wegen der Vielzahl der zu diesem Themengebiet erschienenen Arbeiten werden nur einige exemplarische Arbeiten zitiert. Ausführliche Literaturhinweise finden sich z.B. in /1/-/5/ .

Im letzten Abschnitt dieses Kapitels wird ein echtzeitfähiges Abbildungssystem vorgeschlagen, bei welchem der Rekonstruktions-schritt durch ein Mikrowellennetzwerk realisiert wird.

1.1 Abbildung mit Linsen

Physikalisch bewirkt eine Linse eine - theoretisch frequenzunabhängige - Phasenfront-Transformation derart, daß eine einfallende ebene Welle in eine Kugelwelle umgewandelt wird, welche im Brennpunkt der Linse konvergiert.

Bei der Abbildung mit einer Linse kann eine Objektverteilung, die sich in einer Ebene vor der Linse (Gegenstandsebene) befindet, in einem einzigen Schritt in eine Bildebene projiziert werden. Werden dreidimensionale Objekte abgebildet, so geht dabei die Tiefeninformation verloren. Eine Linsenabbildung ist auch mit nicht kohärenten elektromagnetischen Wellen möglich.

Mikrowellenlinsen können technisch als Verzögerungslinsen oder als Beschleunigungslinsen realisiert werden. Verzögerungslinsen werden aus dielektrischen Materialien, deren relative Dielektrizitätszahl größer als 1 ist, aufgebaut. Bei den Beschleunigungslinsen wird die Tatsache ausgenutzt, daß die Phasengeschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle in bestimmten Wellenleitern größer ist, als die im umgebenden freien Raum /6/.

Ein von JACOBS /7/ im Jahre 1966 vorgeschlagenes und später von ihm und anderen Autoren diskutiertes Linsen-Abbildungssystem (/8/-/13/), benutzt zur Bildwandlung eine Halbleiterscheibe. Das abzubildende Objekt wird durch eine Mikrowellenquelle beleuchtet

und die vom Objekt rückgestreute Welle mittels einer Mikrowellenlinse scharf auf diese Halbleiterscheibe abgebildet. Die Leitfähigkeit der Halbleiterscheibe wird durch einen Lichtfleck oder durch einen Elektronenstrahl punktweise moduliert, wobei gleichzeitig die durch die Scheibe hindurchtretende bzw. die von der Scheibe reflektierte Mikrowellenenergie detektiert wird. Wird der Abtaststrahl mit der x-y-Ablenkung des Elektronenstrahls eines Oszillographen synchronisiert und gleichzeitig die Leuchtdichte durch das Ausgangssignal des Mikrowellendetektors moduliert, so kann das Mikrowellenbild direkt auf dem Oszillographenschirm dargestellt werden.

Die Abtastzeit und damit die Zahl der Bildwechsel pro Zeiteinheit ist prinzipiell durch die Ladungsträgerlebensdauer begrenzt. Diese beträgt z.B. für Germanium etwa 1 ms bis $1\mu\text{s}$ /14/, womit eine Echtzeit-Abbildung möglich erscheint. Die Empfindlichkeit der beschriebenen Linsen-Abbildungssysteme ist sehr gering. Es sind deshalb Mikrowellen-Beleuchtungsquellen hoher Leistung erforderlich.

1.2 Mikrowellenholographie

Mit dem im Jahre 1948 von GABOR /15/ vorgeschlagenen Verfahren der Wellenfrontrekonstruktion (Holographie), lassen sich von Objekten ausgehende dreidimensionale Wellenfelder in Form von Hologrammen zweidimensional so zwischenspeichern, daß in einem weiteren Schritt das ursprüngliche dreidimensionale Wellenfeld wieder rekonstruiert werden kann.

Bei der Hologrammaufnahme wird die Feldverteilung nach Betrag und Phase aufgezeichnet. Da im Bereich optischer Wellen nur Aufnahmemedien existieren, die auf die Intensität des Lichtes reagieren (z.B. Photoplatten), wird eine indirekte Phasenmessung angewendet, welche die Interferenzeigenschaft zweier zueinander kohärenter Wellen ausnutzt. Der vom Objekt rückgestreuten Welle wird eine geeignete kohärente Referenzwelle überlagert. Aufgezeichnet wird die Intensitätsverteilung des entstehenden Interferenzfeldes in einer meist ebenen Fläche.

Zur Rekonstruktion des Objektwellenfeldes wird das Hologramm mit einer geeigneten kohärenten Rekonstruktionswelle beleuchtet. Durch Beugung dieser Welle am Hologramm entsteht im wesentlichen das

ursprüngliche dreidimensionale Objektwellenfeld.

Bei der holographischen Abbildung im Mikrowellenbereich ergeben sich durch die relativ zur Wellenlänge kleinen Aperturen Auflösungsprobleme /16/. Weiterhin muß beachtet werden, daß das Bild eines Objektes bei Frequenzen im Mikrowellenbereich nicht mit dem bei optischen Frequenzen vergleichbar ist. Der Grund hierfür sind die im Mikrowellenbereich nicht mehr vernachlässigbaren Beugungseffekte am Objekt.

Bei den ersten holographischen Abbildungsversuchen im Mikrowellenbereich (/17/,/18/), wurden ähnliche Aufnahme- und Rekonstruktionsverfahren wie in der Optik angewendet. Die im Mikrowellenbereich vorhandene Meßtechnik gestattet jedoch auch die Anwendung anderer, direkter Verfahren zur Messung des Objektwellenfeldes.

Im folgenden werden einige, in der veröffentlichten Literatur beschriebene, Hologrammaufnahme- und Rekonstruktionsverfahren aufgeführt.

1.2.1 Hologrammaufnahme

Die Hologrammaufnahme beinhaltet zum einen die Messung des komplexen Wellenfeldes nach Betrag und Phase, zum anderen die Zwischenspeicherung der gemessenen Werte. Im Mikrowellengebiet kann dieses analog zur Optik mit indirekten Meßverfahren oder auf direktem Wege geschehen.

Bei der indirekten Meßmethode wird ein Objekt mit Mikrowellen beleuchtet. Wird dem vom Objekt rückgestreuten Wellenfeld eine geeignete Referenzwelle überlagert, so entsteht ein Interferenzfeld, dessen Intensität ausgemessen werden kann. Die Messung des Interferenzfeldes kann diskontinuierlich durch Antennengruppen oder kontinuierlich mit Hilfe flächenhafter, wärmeempfindlicher Detektoren durchgeführt werden.

Eine Gruppe der letztgenannten Detektoren (/19/-/23/) arbeitet mit Flüssigkristallen, die auf einer mikrowellenabsorbierenden Widerstandsschicht aufgebracht sind. Unter Einwirkung des auszumessenden Feldes wird diese Schicht örtlich unterschiedlich erwärmt und bewirkt dadurch eine örtlich unterschiedliche Farbänderung der Flüssigkristalle. Durch optische Weiterverarbeitung er-

hält man "schwarz-weiß" Hologramme.

Eine andere Möglichkeit zur Aufnahme von Mikrowellenhologrammen ist die Verwendung von Polaroid-Film (/20/,/24/,/25/). Dieser wird zunächst mit Weißlicht belichtet. Während des anschließenden Entwicklungsvorganges wird der Film der zu detektierenden Mikrowellenstrahlung ausgesetzt. Entsprechend dem abzubildenden Intensitätsmuster des Mikrowellen-Interferenzfeldes wird der Film örtlich unterschiedlich erwärmt und entsprechend örtlich unterschiedlich schnell entwickelt.

Beide Verfahren benötigen hohe Mikrowellenleistungen /1/. Sie eignen sich wegen ihrer Trägheit nicht zum Einsatz in einem Echtzeit-Mikrowellen-Abbildungssystem.

Bei der Messung des Hologrammes mit Einzelantennen oder Antennengruppen, können hohe Empfindlichkeiten erzielt werden. Bei Verwendung einer Antennengruppe wird entweder ein empfindlicher Empfänger mechanisch oder elektronisch nacheinander auf die einzelnen Antennenelemente geschaltet oder für jedes Antennenelement wird ein gesonderter Empfänger vorgesehen. Die gemessene Feldverteilung kann mit Hilfe eines Oszillographen oder durch ein Leuchtdiodenfeld sichtbar gemacht werden.

Werden phasenempfindliche Empfänger verwendet, so ist es möglich, das Objektwellenfeld direkt nach Betrag und Phase zu messen. Die gemessenen Werte werden quantisiert und im Speicherwerk eines Rechners zur späteren numerischen Rekonstruktion zwischengespeichert.

1.2.2 Rekonstruktionsverfahren

Die Rekonstruktion der gemessenen Mikrowellenhologramme kann kohärent-optisch oder numerisch erfolgen.

Bei der kohärent-optischen Rekonstruktion (/17/,/18/,/26/-/30/) wird das als flächenhafte "Hell-Dunkel Verteilung" erstellte Mikrowellenhologramm um den Faktor optische Wellenlänge/Mikrowellenlänge verkleinert und anschließend mit einer kohärenten elektromagnetischen Welle im optischen Bereich beleuchtet. Wegen der notwendigen photographischen Zwischenprozesse ist diese Art der Rekonstruktion für Echtzeit-Abbildungszwecke ungeeignet. Eine andere Möglichkeit der optischen Verarbeitung besteht darin, das als helligkeitsproportionale Verteilung (z.B. auf einem

Oszillographenschirm) vorliegende "Mikrowellenhologramm" mittels "inkohärent/kohärent optischer Wandler" (/31/,/32/) direkt in eine kohärente Wellenfront umzuformen. Solche Verfahren sind prinzipiell für Echtzeit-Abbildungszwecke geeignet, erfordern jedoch einen hohen technischen Aufwand.

Bei der numerischen Rekonstruktion (/33/-/36/,/16/,/31/) werden die im Speicher eines Rechners vorliegenden Meßwerte der Feldverteilung in eine Bildverteilung rückgerechnet und nach einer Digital/Analog-Wandlung anschließend z.B. auf einem Sichtschirm dargestellt. Eine Echtzeit-Abbildung wäre nur mit hohem technischen Aufwand (Parallele Durchführung der Messung, sehr schnelle Quantisierung und Zwischenspeicherung der Daten, sowie Verwendung spezieller Rechner) möglich.

1.3 Quasi-holographische Abbildungsverfahren

Ein allgemeines Problem bei der holographischen Abbildung im Mikrowellenbereich ist das nur mangelhafte radiale Auflösungsvermögen /16/. Wie bei den konventionellen Radarverfahren läßt sich auch bei der Mikrowellenholographie durch spektrale Aufweitung des Signals eine bessere Tiefenauflösung erreichen. Beispiele hierfür sind zweifrequente Abbildungsverfahren (/37/-/40/), multifrequente Verfahren (/41/-/45/) und Verfahren, bei denen die Tiefenauflösung durch konventionelle Puls- oder FM-Radarverfahren durchgeführt wird.

1.3.1 Zweifrequente quasi-holographische Abbildungsverfahren

Bei den zweifrequenten Verfahren wird das Objektwellenfeld für zwei dicht beieinanderliegende Frequenzen ausgemessen. Die Aufzeichnung des Wellenfeldes kann analog zur Optik nach dem Interferenzverfahren (/37/,/38/) oder direkt nach Betrag und Phase erfolgen (z.B./39/). Durch Vergleich der Phasenlagen der vom Objekt rückgestreuten Wellenfelder bei beiden Frequenzen kann eine Information über die Entfernung eines einzelnen Objektes gewonnen werden. Zweifrequente Systeme sind in der Tiefendimension nicht mehrzielfähig. Im Azimut wird ihre Auflösung durch die Breite der Aufnahmeapertur bestimmt.

1.3.2 Multifrequente quasi-holographische Abbildung

Hierbei handelt es sich um ein quasi-holographisches Verfahren (/41/-/45/), bei dem zunächst das bei mehreren Frequenzen entstehende Objektwellenfeld direkt nach Betrag und Phase ausgemessen wird. Die Rekonstruktion erfolgt numerisch nach einem Optimalfilterverfahren. Azimutale und radiale Auflösung des Systems sind nicht voneinander unabhängig, im wesentlichen wird jedoch die azimutale Auflösung durch die Breite der Empfangsapertur und die radiale Auflösung durch die benutzte Frequenzbandbreite bestimmt.

1.3.3 Verfahren mit synthetischer Apertur

Das wohl bekannteste, auf holographischen Prinzipien beruhende, Abbildungsverfahren ist das Radar mit synthetischer Apertur (engl. Synthetic Aperture Radar (SAR))(/46/,/47/). Dies ist ein Abbildungssystem, welches die relative Bewegung zwischen Objekt und Sende-Empfangsantenne zur Bildung einer scheinbar größeren (synthetischen) Antenne ausnutzt. In der Praxis handelt es sich z.B. um ein in ein Flugzeug installiertes System, das den Bereich seitlich der Flugbahn abbildet (Side-looking Airborne Radar). Das System beinhaltet zwei unterschiedliche Abbildungsprinzipien. Die Abbildung quer zur Flugbahn wird mit konventionellen Puls- oder FM-Radarverfahren durchgeführt, wobei eine hohe Auflösung möglich ist. Das Auflösungsvermögen parallel zur Flugrichtung ist abhängig von der effektiven Länge der Sende-Empfangsantenne. Da die physikalische Länge der Antenne durch die Größe des Flugzeuges begrenzt ist, wäre, im Vergleich zu einer technisch unproblematisch erzielbaren radialen Auflösung, bei herkömmlicher Abbildung die Auflösung parallel zur Flugbahn wesentlich schlechter, als die quer zur Flugrichtung. Eine scheinbar größere Antenne (synthetische Apertur) erhält man dadurch, daß sich ein abzubildendes Objekt während des Vorbeifluges einige Zeit im Strahlungsbereich der nicht sehr stark bündelnden Antenne befindet. Damit ist, vom Objekt aus gesehen, die Breite der synthetischen Antenne gleich der Breite der realen Antennenkeule in einer bestimmten Entfernung. Während der Zeit, in der sich das Objekt innerhalb der Strahlungskeule befindet, werden laufend Mikrowellenpulse ausgesandt, vom Objekt reflektiert und wieder empfangen. Den empfangenen Signalen wird ein Referenzsignal zugesetzt und das entstehende Interferenzmuster im allgemeinen

auf einem photographischen Film zwischengespeichert. Das aufgezeichnete Interferenzmuster stellt ein eindimensionales Hologramm dar, aus dem sich durch optische Rekonstruktion die Objektverteilung für einen ganz bestimmten Entfernungsbereich ermitteln läßt.

1.4 Echtzeit-Abbildung mit Mikrowellen

Der Begriff "Echtzeit-Abbildung" ist eng verknüpft mit der Zweckbestimmung des Abbildungssystems. Allgemein liegt Echtzeit-Abbildung dann vor, wenn sich zeitliche Veränderungen der abzubildenden Objektszene so darstellen lassen, daß die im Bild enthaltene Information darüber sinnvoll genutzt werden kann.

Die bisher genannten Mikrowellen-Abbildungssysteme sind nicht oder nur teilweise echtzeitfähig.

Im folgenden wird ein Mikrowellen-Abbildungssystem vorgeschlagen, welches, ähnlich wie die Linsen-Abbildung, durch eine direkte Erfassung und Verarbeitung des Objektwellenfeldes gekennzeichnet ist. Den prinzipiellen Aufbau des Systems zeigt Bild 1-1.

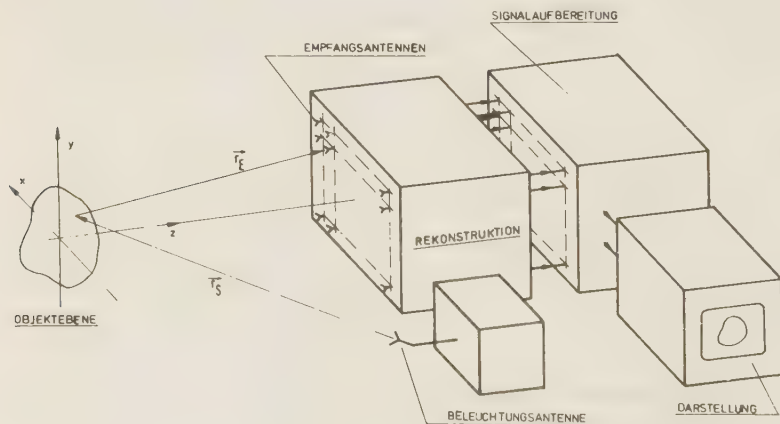


Bild 1-1: Prinzipieller Aufbau eines echtzeitfähigen Mikrowellen-Abbildungssystems.

Bei diesem Abbildungssystem wird das vom Objekt rückgestreute Wellenfeld durch eine Antennengruppe an diskreten Punkten parallel abgetastet. Die an den Antennenspeisepunkten ablaufenden, das komplexe Wellenfeld in der Aufnahmeebene repräsentierenden Wellen-
größen (z.B. $a_1 \ a_2 \ ... \ a_N$), werden ohne Zwischenspeicherung parallel einem analogen Netzwerk zugeführt, welches das Mikrowellenbild rekonstruiert. Der Rekonstruktionsschritt kann in der Originalfrequenzlage durch ein Mikrowellennetz erfolgen, er kann aber auch nach Umsetzen auf eine niedrigere Zwischenfrequenz durch ein aus konzentrierten Bauteilen bestehendes "elektronisches" Netzwerk durchgeführt werden. Die Ausgangsgrößen des Rekonstruktionsschrittes (beim Mikrowellennetz z.B. die auslaufenden Wellen-
größen $b_1 \ b_2 \ \ b_N$ an den Ausgangstoren) repräsentieren das rekonstruierte Mikrowellenbild in räumlich diskontinuierlicher Form. Dieses "Mikrowellenbild" kann mit einfachen technischen Mitteln als Leuchtdichtevertelung auf einem Oszillographenschirm oder einem Leuchtdiodenfeld sichtbar gemacht werden.

In der vorliegenden Arbeit wird ein für den Rekonstruktionsschritt verwendbares passives Mikrowellennetzwerk entworfen und untersucht. Aus Kostengründen wird hierbei auf eine flächenhafte Abbildung verzichtet. Dieses ist möglich und sinnvoll, wenn man sich auf die Abbildung höhenunabhängiger Objekte beschränkt. Bild 1-2 zeigt eine mögliche Variante des zu realisierenden Abbildungssystems.

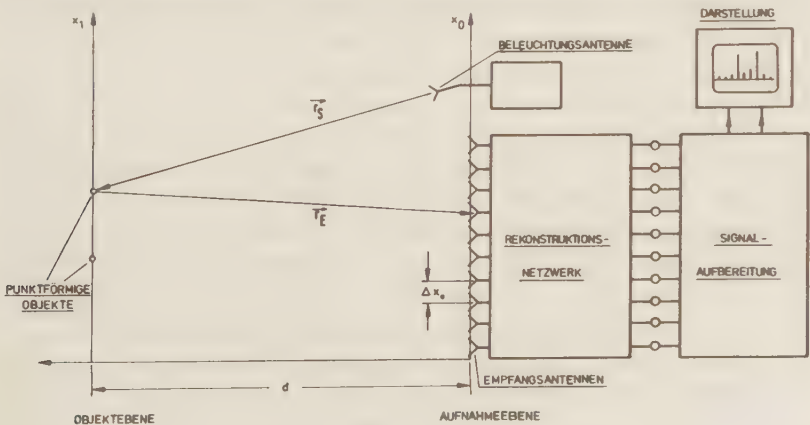


Bild 1-2: Vorschlag für ein echtzeitfähiges Mikrowellen-Abbildungssystem zur Abbildung höhenunabhängiger Objekte

Für die Aufnahme des Objektwellenfeldes wird eine eindimensionale Antennengruppe verwendet, die aus N in äquidistanten Abständen angeordneten Antennen besteht. Die N Antennen sind direkt mit den N Eingangstoren eines $2N$ -Tor-Mikrowellennetzwerkes verbunden. Die an den N Ausgangstoren auslaufenden Wellen werden mittels Mikrowellendetektordioden gleichgerichtet. Die Richtspannungen werden anschließend verstärkt und durch eine N -Kanal-Schaltung so aufbereitet, daß sie in geeigneter Weise auf einem Oszillographenschirm dargestellt werden können.

Theorie und Entwurfsprinzipien zum Aufbau größerer passiver Mikrowellennetze, welche Signalverarbeitungseigenschaften haben, sind in der Antennentechnik bekannt und in der einschlägigen Literatur beschrieben (/49/-/54/). Es handelt sich um Netzwerke zur Speisung von Gruppenantennen. Diese Netzwerke bilden mit der Antennengruppe zusammen sog. Vielfachstrahl-Antennen (engl. multiple beam antennas). Die Eigenschaften dieser Antennenart lassen sich folgendermaßen beschreiben:

- Einer in das Tor k eingespeisten, durch die Wellengröße a_k beschriebenen Welle ist eine Gruppenrichtcharakteristik zugeordnet, deren Hauptstrahlungsrichtung um den Winkel ψ_k von der Gruppenachse abweicht.
- Einer in das Tor $k+1$ eingespeisten, durch die Wellengröße a_{k+1} beschriebenen Welle ist eine Gruppencharakteristik zugeordnet, deren Hauptstrahlungsrichtung um den Winkel ψ_{k+1} mit $\psi_{k+1} \neq \psi_k$ von der Gruppenachse abweicht.
- Die Tore k und $k+1$ sind entkoppelt.

Aus dem oben gesagten folgt, daß jedem der N Eingangstore des Antennensystems eine eigene Hauptstrahlungsrichtung zugeordnet ist. Das bedeutet, daß solche Antennensysteme eine Zuordnung zwischen einer aus einem bestimmten Raumwinkel einfallenden elektromagnetischen Welle und einem einzelnen Ausgangstor des Speisennetzwerkes herstellen und somit abbildende Eigenschaften besitzen.

Ob und wie sich die genannten Antennenspeisennetzwerke für die Durchführung des Rekonstruktionsschrittes eines Mikrowellen-Abbildungssystems eignen, wird im Kapitel 3 diskutiert.

2. PHYSIKALISCHE GRUNDLAGEN

2.0 Überblick

In diesem Kapitel werden die physikalischen Gesetzmäßigkeiten der Mikrowellen-Abbildung mit Hilfe der skalaren Beugungstheorie beschrieben und die Einflüsse einer endlich langen, an diskreten Punkten abgetasteten Aufnahmeapertur diskutiert. Da die Rekonstruktion des Mikrowellenbildes durch ein Netzwerk erfolgen soll, ist es notwendig, die gefundene kontinuierliche Berechnung durch ein diskretes Berechnungsverfahren zu approximieren. Dieses wird in Abschnitt 2.4 durchgeführt. Es werden Bedingungen angegeben, unter denen eine hinreichend genaue Approximation möglich ist.

2.1 Einige Bemerkungen zu Möglichkeiten und Grenzen der Mikrowellen-Abbildung

Es soll nun versucht werden, den Begriff "Abbildung" zu definieren, um daraus Aussagen über Möglichkeiten und Grenzen der Mikrowellen-Abbildung zu gewinnen.

Als Abbildung sei eine Zuordnung von Geometrie- und Materialeigenschaften eines abzubildenden Objektes zu einem Wellenfeld (räumliche Modulation) und aus der Kenntnis der Parameter des Wellenfeldes eine Rückgewinnung (Rekonstruktion) der Informationen über das Objekt zu verstehen. Das Aufprägen der Objektinformation geschieht durch Beugung einer elektromagnetischen Welle an Diskontinuitäten in der Objektverteilung, die durch sprunghafte Änderungen der Objektgeometrie oder der Materialparameter (Leitfähigkeit, Dielektrizitätszahl, Permeabilitätszahl) gekennzeichnet sind. Solche Diskontinuitäten können als sekundäre Quellen elektromagnetischer Elementarwellen (Streuzentren) aufgefaßt werden. In diesem Sinne ist ein "glattes" Objekt dadurch charakterisiert, daß die auf ihm vorhandenen Streuzentren, bezogen auf die Wellenlänge, sehr dicht beieinander liegen (im Grenzfall geht ihr Abstand gegen Null), während bei einer diffus rückstreuenden Objektverteilung der Abstand der Streuzentren groß gegen die Wellenlänge ist. Die mit elektromagnetischen Wellen übermittelbare Information über das Objekt ist die örtliche Verteilung von Streuzentren unterschiedlicher Strahlungsintensität auf einem Objekt.

Dabei ist das Mikrowellenbild nicht oder nur bedingt mit einem Bild bei optischen Frequenzen vergleichbar. Der Grund hierfür liegt zum einen in der Frequenzabhängigkeit der Materialkonstanten, zum anderen in der stark unterschiedlichen Wellenlänge. Im Mikrowellenbereich sind die Unebenheiten der Oberflächen vieler Körper im allgemeinen klein gegen die Wellenlänge oder liegen in der gleichen Größenordnung. Die Streuzentren liegen sehr dicht beieinander und es kann bei ungünstiger Stellung der "Beleuchtungsantenne" zu Spiegelungseffekten kommen, die eine Abbildung erschweren bzw. unmöglich machen. Im optischen Bereich ist die Oberflächenrauigkeit der abzubildenden Objekte im allgemeinen groß gegen die Wellenlänge; Spiegelungseffekte sind deshalb hier von untergeordneter Bedeutung.

Läßt sich das abzubildende Objekt durch nur wenige, nicht zu dicht beieinander liegende sekundäre Quellen beschreiben, so sind die unterschiedlichen Streuzentren im Bild auflösbar, d.h., als verschiedene Streuzentren erkennbar. Der zur Unterscheidbarkeit notwendige Abstand der Streuzentren hängt von der Länge der Meßapertur, deren Amplitudengewichtung und von der Differenz der Strahlungsintensität der betrachteten Streuzentren (Dynamik) ab. Der minimale Abstand, den zwei gleich große Streuzentren haben dürfen, damit sie noch als voneinander verschieden erkannt werden können, wird im allgemeinen durch das Rayleigh-Kriterium bestimmt z.B. (/55/,/56/). Für eine begrenzte, ungewichtete Apertur ergibt sich die Auflösungsgrenze δ zu

$$\delta = \lambda \cdot z / L \quad (2.1)$$

mit λ = Wellenlänge, z = senkrechter Abstand zwischen Objekt und Aufnahmeapertur und L = Länge der Aufnahmeapertur.

Es ist zu erwarten, daß Objekte, die durch eine begrenzte Anzahl von Streuzentren in genügend großem Abstand voneinander gekennzeichnet sind, im Mikrowellenbereich problemlos abbildbar sind. Die Abbildung "glatter" Objektstrukturen kann unter Umständen durch Spiegelungseffekte unmöglich gemacht werden oder zumindest stark beeinträchtigt werden.

2.2 Beschreibung der physikalischen Zusammenhänge durch die skalare Beugungstheorie

Bei den meisten Abbildungssystemen ist es üblich, das Verhalten der vektoriellen elektromagnetischen Wellen durch eine skalare Feldgröße zu beschreiben. Dieses ist zulässig, wenn nur der Bereich achsennaher Strahlen betrachtet wird und wenn weiterhin nur eine, im allgemeinen durch die Polarisation der Beleuchtungsantenne beschriebene Komponente des elektrischen- bzw. des magnetischen Feldes ausgewertet wird. Dieser Feldkomponenten, der Hauptpolarisierten, wird eine Zeigergröße U zugeordnet. Ist die Hauptpolarisierte z.B. die y -Komponente der elektrischen Feldstärke, so gilt $U(x,y,z) \sim E_y(x,y,z)$.

Ist eine Beschreibung durch skalare Feldgrößen möglich, so kann als Ausgangspunkt für die Ableitung der Gesetzmäßigkeiten des Abbildungssystems die Kirchhoffsche Formulierung des Huygenschen Prinzips angewendet werden (/56/,/57/). Mit ihr läßt sich die skalare, komplexe Feldverteilung $U(P_0)$, in einem Punkt P_0 innerhalb eines abgeschlossenen Volumens, aus der Feldverteilung $U(P_1)$ auf der das Volumen einschließenden Hülle S berechnen. Mit dem von P_1 nach P_0 weisenden Ortsvektor $\vec{r}_E$ und dem Flächennormalenvektor $\vec{n}$ gilt dann

$$U(P_0) = \frac{1}{4\pi} \iint_S \left[\frac{\partial U}{\partial n} \frac{\exp(-jkr_E)}{r_E} - U \frac{\partial}{\partial n} \frac{\exp(-jkr_E)}{r_E} \right] dS \quad (2.2)$$

Für den Fall großer Aperturen sind näherungsweise die Kirchhoffschen Randbedingungen gültig /56/. Das Hüllenintegral Gl.(2.2) wird zum Flächenintegral, dessen Grenzen gegen unendlich streben /56/. Nach Ausführen der Differentiation in Gl.(2.2) ergibt sich mit den in Bild 2-1 festgelegten Koordinaten der Objekt- und Aufnahmeebene

$$U(x_0, y_0) = \frac{1}{4\pi} \int_{y_1=-\infty}^{\infty} \int_{x_1=-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-jkr_E)}{r_E} \left[\frac{\partial U(x_1, y_1)}{\partial n} + (jk + \frac{1}{r_E}) U(x_1, y_1) \cos(\vec{n}, \vec{r}_E) \right] dx_1 dy_1 \quad (2.3)$$

Die Funktion $U(x_1, y_1)$ in Gl.(2.3) ist die komplexe Feldverteilung in der Objektebene, hervorgerufen durch Beugung einer Beleuchtungswelle an den Diskontinuitäten des Objektes.

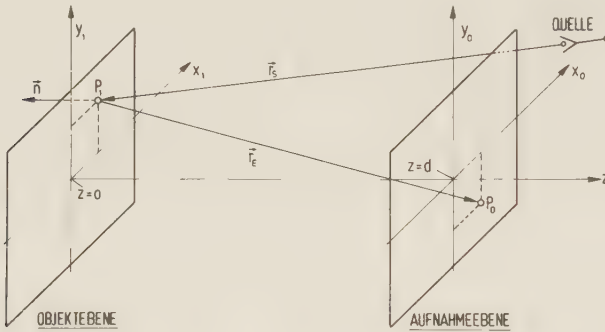


Bild 2-1: Festlegung der Koordinatensysteme für die Objektebene und für die Aufnahmeebene.

Werden die Streueigenschaften des abzubildenden Objektes durch die dimensionslose Objektfunktion $B(x_1, y_1)$ und die Strahlungseigenschaften der Beleuchtungsantenne durch die Beleuchtungskonstante A beschrieben, so ergibt sich bei Beleuchtung des Objektes die Feldverteilung in der Objektebene zu

$$U(x_1, y_1) = A \cdot B(x_1, y_1) \cdot \frac{\exp(-jkr_s)}{r_s} \quad (2.4)$$

Nach Einsetzen der Gleichung (2.4) in die Gleichung (2.3) erhält

man für einen hinreichend großen Abstand zwischen Objekt- und Aufnahmeebene

$$\begin{aligned}
 U(x_0, y_0) &= \frac{j}{\lambda} \int_{y_1=-\infty}^{\infty} \int_{x_1=-\infty}^{\infty} \left[A B(x_1, y_1) \frac{\exp(-jkr_S)}{r_S} \right] \frac{\exp(-jkr_E)}{r_E} \\
 &\quad \left[\frac{\cos(\vec{n}, \vec{r}_E) - \cos(\vec{n}, \vec{r}_S)}{2} \right] dx_1 dy_1 \\
 &\approx \frac{j}{\lambda} \int_{y_1=-\infty}^{\infty} \int_{x_1=-\infty}^{\infty} U(x_1, y_1) \frac{\exp(-jkr_E)}{r_E} dx_1 dy_1 \quad (2.5)
 \end{aligned}$$

Die Gleichung (2.5) gilt für den Fall achsennaher Strahlen/56/. Als weitere Vereinfachungen kann einmal der Betrag des Ortsvektors $\vec{r}_E$ im Nenner der Gleichung (2.5) durch den geradlinigen Abstand d zwischen Objekt- und Aufnahmeebene ersetzt werden, zum anderen kann r_E im Exponenten der exp-Funktion in eine Taylorreihe entwickelt werden, die nach dem quadratischen Glied abgebrochen wird:

$$\begin{aligned}
 r_E &= \sqrt{z^2 + (x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2} \\
 &\approx z \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{x_0 - x_1}{z} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{y_0 - y_1}{z} \right)^2 \right] \quad (2.6)
 \end{aligned}$$

Diese Näherung wird als Fresnel-Näherung bezeichnet. Nach Ein-

setzen von Gl.(2.6) in die Gl.(2.5) ergibt sich

$$U(x_0, y_0) = C_1 \exp \left[-j \frac{k}{2z} (x_0^2 + y_0^2) \right] \int_{x_1=-\infty}^{\infty} \int_{y_1=-\infty}^{\infty} U(x_1, y_1) \exp \left[-j \frac{k}{2z} (x_1^2 + y_1^2) \right] \cdot \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda z} \cdot (x_0 x_1 + y_0 y_1) \right] dy_1 dx_1 \quad (2.7)$$

mit $C_1 = \frac{j}{\lambda d} \cdot \exp(-jkd).$

Die Gültigkeit der Fresnelnäherungen erfordert bestimmte Mindestentfernungen zwischen Objekt- und Aufnahmeebene. Aus der Forderung, daß der durch den nächsthöheren Term in der Taylorentwicklung beschriebene Phasenfehler kleiner als z.B. 1 Radiant sein soll /56/ (Phasenbedingung), folgt für den Mindestabstand

$$z_{\min 1} = \sqrt[3]{\frac{\pi}{\lambda 4} \left[(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 \right]_{\max}^2} \quad (2.8a)$$

Bei nicht zu großem Unterschreiten der in Gl.(2.8a) angegebenen Mindestentfernung ist die Fresnel-Näherung noch sinnvoll anwendbar/56/. Läßt man z.B. einen Phasenfehler von 90° zu, so ergibt sich als Mindestabstand nach dieser modifizierten Phasenbedingung

$$z'_{\min 1} = \sqrt[3]{\left[\frac{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2}{2\lambda} \right]_{\max}^2} \quad (2.8b)$$

Aus der Forderung, daß der entstehende Amplitudenfehler kleiner als z.B. 1 dB sein soll (Amplitudenbedingung) folgt

$$z_{\min 2} = 1,965 \sqrt{\left[(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 \right]_{\max}} \quad (2.9)$$

Für den zu wählenden Mindestabstand ist die strengere der beiden Bedingungen nach Gl.(2.8a) bzw. Gl.(2.8b) oder Gl.(2.9) zu wählen.

Das zu realisierende Abbildungssystem soll nur höhenunabhängige Objektverteilungen im Raum abbilden. Dazu ist eine lineare Aufnahmeapertur notwendig. Es wird die Feldverteilung in den Aufpunkten $P(x_0, y_0=0)$ berechnet. Nimmt man weiterhin an, daß nur sekundäre Quellen in den Punkten $P(x_1, y_1=0)$ in der Objektebene wesentliche Beiträge zum Feld in den Aufpunkten liefern, so vereinfacht sich Gl.(2.7) zu

$$U(x_0) = C'_1 \exp\left(-j \frac{\pi}{\lambda z} x_0^2\right) \int_{x_1=-\infty}^{\infty} U(x_1) \exp\left(-j \frac{\pi}{\lambda z} x_1^2\right) \exp(j 2\pi f_x x_1) dx_1 \quad (2.10)$$

mit $f_x = x_0 / \lambda z$.

Mit den abkürzenden Bezeichnungen

$$g(x_1) = U(x_1) \exp\left(-j \frac{\pi}{\lambda z} x_1^2\right) \quad (2.11)$$

und

$$G(f_x) = U(x_0) \exp\left(j \frac{\pi}{\lambda z} x_0^2\right) \quad (2.12)$$

geht Gl.(2.10) über in

$$G(f_x) = C'_1 \int_{x_1=-\infty}^{\infty} g(x_1) \exp(j 2\pi f_x x_1) dx_1 \quad (2.10a)$$

Bekanntlich kann die Signaldarstellung in der Nachrichtentechnik wahlweise im Zeit- oder im Frequenzbereich erfolgen. Analog dazu kann eine Beschreibung des Abbildungsverhaltens durch eine ortsabhängige Funktion $g(x_1)$ oder durch eine "ortsfrequenzabhängige" Funktion $G(f_x)$ durchgeführt werden. Die Funktionen $g(x_1)$ und $G(f_x)$ sind über die Fourier-Transformation umkehrbar eindeutig ineinander abbildbar. Es gilt

$$G(f_x) \longleftrightarrow C'_1 g(x_1) \quad (2.13)$$

Ist die Funktion $G(f_x)$ bekannt, so läßt sich $g(x_1)$ über eine Fourier-Umkehrtransformation gewinnen. Es ist

$$g(x_1) = \frac{1}{C_1} \int_{f_x=-\infty}^{\infty} G(f_x) \exp(-j2\pi f_x x_1) df_x \quad (2.14)$$

Nach Einsetzen der Gl.(2.11) und der Gl.(2.12) in die Gl.(2.14) und Substitution von f_x folgt

$$U(x_1) \exp(-j \frac{\pi}{\lambda z} x_1^2) = C_2 \int_{x_0=-\infty}^{\infty} U(x_0) \exp(-j \frac{\pi}{\lambda z} x_0^2) \exp(-j2\pi \frac{x_0 x_1}{\lambda z}) dx_0 \quad (2.15)$$

Gleichung (2.15) besagt, daß die mit einem von x_1 quadratisch abhängigen Phasenfaktor multiplizierte Feldverteilung in der Objektebene, im Rahmen der oben angegebenen Voraussetzungen und Näherungen, aus der (meßbaren) Feldverteilung in der Aufnahmeebene bestimmbar ist.

2.3 Einfluß der Aufnahmeapertur auf das Abbildungsverhalten

Die im Abschnitt 2.2 hergeleitete Rekonstruktionsformel Gl.(2.15) beinhaltet eine Integration über die spektrale Ortsfunktion $G(f_x)$ in den Grenzen $-\infty \leq f_x \leq \infty$. Es wird damit vorausgesetzt, daß die Feldfunktion $U(x_0)$ in diesen Grenzen bekannt ist und zur Berechnung der Objektfunktion $U(x_1)$ herangezogen werden kann. Dieses widerspricht jedoch den Annahmen, die zur Herleitung der Gl.(2.15) getroffen werden mußten. Einerseits wurde vorausgesetzt, daß nur achsennahe Strahlen existieren, andererseits hängt der Gültigkeitsbereich der Fresnel-Näherung von der Länge der Aufnahmeebene und von der Ausdehnung des abzubildenden Bereiches ab. Die Aufnahmeapertur und damit das Ortsfrequenzspektrum muß deshalb begrenzt werden. Soll die Rekonstruktion numerisch oder wie hier durch ein Netzwerk mit endlicher Torzahl erfolgen, so ist es weiterhin notwendig, das Ortsfrequenzspektrum an diskreten Stellen abzutasten. Eine weitere Einflußmöglichkeit auf das Abbildungsverhalten ist die - in der Antennentechnik häufig angewendete - Amplitudengewichtung der gemessenen Feldfunktion $U(x_0)$ /58/.

Begrenzung, Abtastung und Amplitudengewichtung werden zur Belegungsfunktion $W(x_0)$ zusammengefaßt. Der Einfluß der Belegungsfunktion auf das Abbildungsverhalten wird im folgenden an Hand einiger Beispiele aufgezeigt und diskutiert.

2.3.1 Herleitung einer allgemeinen Beziehung

Den Ausgangspunkt zur Herleitung einer allgemeinen Beziehung, die eine Abschätzung des Einflusses der Belegungsfunktion auf das Abbildungsverhalten erlaubt, bildet die Gleichung (2.10). Sie ermöglicht die Berechnung der Feldfunktion $U(x_0)$ in der Aufnahmeapertur für eine vorgegebene Objektfunktion $U(x_1)$ in der Objektebene:

$$U(x_0) = C_1' \exp(-j\pi \frac{x_0^2}{\lambda z}) \int_{x_1=-\infty}^{\infty} U(x_1) \exp(-j\pi \frac{x_1^2}{\lambda z}) \exp(j2\pi \frac{x_0}{\lambda z} x_1) dx_1 \quad (2.10)$$

Es wird nun die mit der Belegungsfunktion multiplizierte Feld-

funktion $U(x_0)$ nach Gl.(2.10) als Erregung betrachtet und das Feld in einer Bildebene mit der Transversalkoordinaten x_2 berechnet (siehe Bild 2-2).

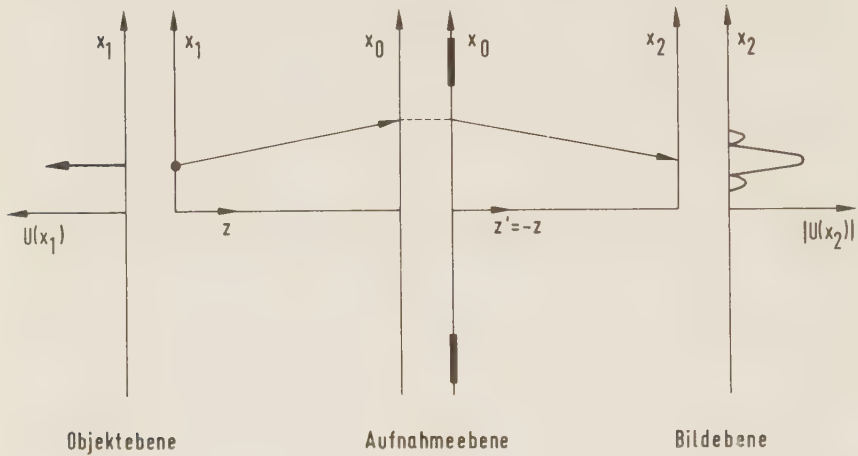


Bild 2-2: Zur Diskussion des Abbildungsverhaltens in Abhängigkeit von der Belegungsfunktion.

Wegen $z' = -z$ stellt die Berechnung der Bildfunktion $U(x_2)$ eine mit Fehlern behaftete Rücktransformation der gemessenen Feldfunktion $U(x_0)$ dar. Es ergibt sich nach einigen Umformungen

$$U(x_2) \exp(-j \frac{\pi}{\lambda z} x_2^2) = C_3 \int_{x_1=-\infty}^{\infty} U(x_1) \exp(-j \frac{\pi}{\lambda z} x_1^2) \int_{x_0=-\infty}^{\infty} W(x_0) \exp \left[j 2 \pi \frac{x_0}{\lambda z} (x_1 - x_2) \right] dx_0 dx_1 \quad (2.16)$$

Die Belegungsfunktion $W(x_0)$ läßt sich allgemein als Produkt einer periodischen Funktion $P(x_0)$ mit einer aperiodischen Funktion $H(x_0)$

schreiben:

$$W(x_0) = P(x_0) H(x_0) \quad (2.17)$$

Die periodische Funktion - ein Impulskamm - wird beschrieben durch

$$P(x_0) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(x_0 - n\Delta x_0) = \frac{1}{\Delta x_0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \exp(j2\pi x_0 / \Delta x_0) \quad (2.18)$$

Für die aperiodische Funktion $H(x_0)$ gilt

$$H(x_0) = \begin{cases} f(x_0) & \text{für } -\frac{L}{2} \leq x_0 \leq \frac{L}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.19)$$

Bild 2-3 zeigt als Beispiel einen möglichen Verlauf der Belegungsfunktion

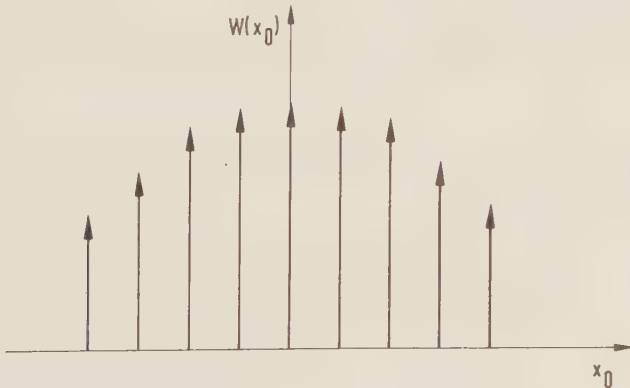


Bild 2-3: Beispiel für einen möglichen Verlauf der Belegungsfunktion $W(x_0)$.

Nach Einsetzen der Gln.(2.17) bis (2.19) in die Gl.(2.16) und einigen Umformungen ergibt sich

$$U(x_2) \exp(-j \frac{\pi}{\lambda z} x_2^2) = c_4 \int_{x_1=-\infty}^{\infty} U(x_1) \exp(-j \frac{\pi}{\lambda z} x_1^2) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{x_0=-\infty}^{\infty} H(x_0) \exp \left[j 2 \pi x_0 \left(\frac{n}{\Delta x_0} + \frac{x_1 - x_2}{\lambda z} \right) \right] dx_0 dx_1 \quad (2.20)$$

Mit der Annahme, daß die Objektfunktion durch endlich viele Objektpunkte an den Stellen $x_1 = x_v$ mit den Amplituden A_v gebildet wird, daß also gilt

$$U(x_1) = \sum_{v=1}^k A_v \delta(x_1 - x_v) , \quad (2.21)$$

vereinfacht sich die Gl.(2.20) zu

$$U(x_2) \exp(-j \dots) = c_4 \sum_{v=1}^k A_v \exp(-j \frac{\pi}{\lambda z} x_v^2) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \int_{x_0=-\infty}^{\infty} H(x_0) \exp \left[j 2 \pi x_0 \left(\frac{n}{\Delta x_0} + \frac{x_v - x_2}{\lambda z} \right) \right] dx_0 \quad (2.22)$$

Die Gleichungen (2.20) und (2.22) lassen sich folgendermaßen interpretieren:

- Die Bildfunktion $U(x_2)$ ist periodisch mit der Periodenlänge $\tau = \lambda z / \Delta x_0$, das heißt, sie reproduziert sich an den Stellen

$$x_2 = x_v + n \lambda z / \Delta x_0 = x_v + n \tau \quad (2.23)$$

Die Folge dieser Periodizität, die durch Abtasten der Funktion $U(x_0)$ in äquidistanten Abständen entsteht, ist eine Mehrdeutigkeit der Bildfunktion. Ein einzelner Objektpunkt

wird mehrfach in der Bildebene abgebildet. Damit läßt sich aus der berechneten Bildfunktion nicht mehr eindeutig auf die genaue Stellung des Objektes in der Objekzebene schließen.

- Jeder Punkt der Objektfunktion $U(x_1) = A_v$ erscheint im Bild als

$$U(x_2) = C_4 A_v \exp(-j \frac{\pi x_v^2}{\lambda z}) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h(\frac{n}{\Delta x_0} + \frac{x_v - x_2}{\lambda z}) \quad (2.24)$$

Die Funktionen $h_n = h(\frac{n}{\Delta x_0} + \frac{x_v - x_2}{\lambda z})$ sind die um $(\frac{n}{\Delta x_0} + \frac{x_v}{\lambda z})$

verschobenen Fourier-Transformierten der Gewichtungsfunktion $H(x_0)$. Durch die Summation der Funktionen h_n entstehen Überlagerungsfehler, welche die Bildfunktion verfälschen.

2.3.2 Diskussion des Abbildungsverhaltens für einige spezielle Belegungsfunktionen

Die Bildfunktion $U(x_2)$ wird im folgenden für einige Belegungs-funktionen graphisch dargestellt und diskutiert. Am Beispiel der Abbildung sehr einfacher Objekte soll gezeigt werden, welchen Einfluß die Belegungsfunktion auf das Abbildungsverhalten des Abbildungssystems hat, und insbesondere, welche Forderungen an die Belegungsfunktion zu stellen sind, damit eine Objekterkennung möglich ist.

Es soll zunächst der Einfluß der Abtastung der Aufnahmeebene gezeigt werden. Die Bilder 2-4a und 2-4b zeigen die Beträge der mit Gl.(2.22) berechneten und auf ihre Maxima normierten Bildfunktionen $U'(x_2) = |U(x_2)| / |U(x_2)|_{\max}$ für ein linienförmiges Objekt an der Stelle $x_1 = 75$ cm in der Objekzebene. Bild 2-4a zeigt die berechnete Bildfunktion für den Fall sehr "dichter" Abtastung der Funktion $U(x_0)$. Als Abstand zwischen den Abtastpunkten wurde $\Delta x_0 = 1$ cm gewählt. Die resultierende Periodendauer von $U'(x_2)$ und damit der Bereich, in dem keine Mehrdeutigkeiten auftreten, beträgt nach Gl.(2.23) etwa 13 m. Der auftretende Überlappungsfehler ist vernachlässigbar klein. Die durchgezogene Kurve für $U'(x_2)$ entsteht bei Gewichtung der Funktion $U(x_0)$ mit einer Rechteckfunktion, die

gestrichelte Kurve bei Gewichtung von $U(x_0)$ nach Hamming¹.

Bild 2-4b zeigt die berechnete Bildfunktion $U'(x_2)$ für den Fall sehr "grober" Abtastung. Der Abstand zwischen den einzelnen Abtastwerten beträgt hier $\Delta x_0 = 36$ cm. Im dargestellten Bildausschnitt erscheinen, zusätzlich zum Bild des Objektes bei $x_2 = 75$ cm, sogenannte Geisterbilder. An Hand der berechneten Bildfunktion ist eine genaue Aussage über die Stellung des Objektes in der Objektebene nicht mehr möglich. Der durch die Periodisierung der Bildfunktion auftretende Überlagerungsfehler ist nicht mehr vernachlässigbar.

Es wird nun der Einfluß der Amplitudengewichtung diskutiert. Eine große Anzahl von Gewichtungsfunktionen können der Literatur entnommen werden (z.B./58/).

Im Fall der Gewichtung mit einer Rechteckfunktion ist die Nullwertbreite des Hauptmaximums der Bildfunktion minimal. Die ersten Nebenmaxima sind relativ hoch (etwa 13 dB unter Hauptmaximum). Bei geeigneter Amplitudengewichtung können die Nebenmaxima stark abgesenkt werden (z.B. auf Werte von etwa 43 dB unter Hauptmaximum bei Gewichtung nach Hamming), während die Nullwertbreite gegenüber dem Fall der Gewichtung mit einer Rechteckfunktion stark ansteigt (bei Gewichtung nach Hamming z.B. auf den doppelten Wert).

Die Amplitudengewichtung hat vor allem Einfluß auf die Auflösbarkeit mehrerer Streuzentren. Dies soll an Hand der Bilder 2-5a bis 2-5d gezeigt werden.

Bild 2-5a zeigt die normierte Bildfunktion $U'(x_2)$ für eine aus zwei Streuzentren gleicher Amplitude bestehende Objektverteilung. Der Abstand der Streuzentren untereinander beträgt 12 cm. Es ist erkennbar, daß im Fall der Rechteckgewichtung (durchgezogene Kurve), die Auflösung der beiden Streuzentren besser ist, als im Fall der Gewichtung nach Hamming (gestrichelte Kurve).

1) Für die Gewichtung nach Hamming gilt:

$$H(x_0) = \begin{cases} 0,54 + 0,46 \cos\left(\frac{2\pi}{L} \cdot x_0\right) & \text{für } -\frac{L}{2} \leq x_0 \leq \frac{L}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Bild 2-5b zeigt die normierte Bildfunktion $U'(x_2)$ für eine aus zwei Streuzentren unterschiedlicher Amplitude bestehende Objektverteilung. Der Abstand der Streuzentren beträgt 16 cm. Ihre Amplituden unterscheiden sich um 10 dB. Im ungewichteten Fall lassen sich die Streuzentren noch auflösen, bei Gewichtung nach Hamming ist eine Auflösung nicht möglich. Wählt man jedoch einen größeren Abstand zwischen den Streuzentren, z.B. 23 cm, wie in Bild 2-5c dargestellt, so sind die Streuzentren auch bei Gewichtung nach Hamming noch gut auflösbar.

Bild 2-5d zeigt die normierte Bildfunktion $U'(x_2)$ für eine aus zwei Streuzentren stark unterschiedlicher Amplitude bestehende Objektfunktion. Der Abstand der Streuzentren zueinander beträgt 31 cm. Ihre Amplituden unterscheiden sich um 20 dB. Man erkennt, daß für den Fall der Rechteckgewichtung die beiden Streuzentren nicht auflösbar sind, im Fall der Gewichtung nach Hamming sind sie jedoch gut als getrennte Objektpunkte erkennbar.

Bei der Abbildung von Objekten, deren Querabmessungen groß gegen den Rayleigh-Abstand nach Gl.(2.1) sind, treten durch den Phasenterm $\exp(-j\pi x_V^2/\lambda z)$ in Gl.(2.22) Verzerrungen der Bildfunktion auf. Die Bildfunktion wird abhängig von der Stellung des Objektes in der Objektebene. Dieser Effekt wird durch die Bilder 2-7a bis 2-7c verdeutlicht. Dargestellt werden die Bildfunktionen für ein aus 11 Streuzentren bestehendes Objekt an verschiedenen Stellen in der Objektebene (siehe Bild 2-6). Die einzelnen Streuzentren haben die gleiche Amplitude und ihre Abstände untereinander betragen 2 cm. In den Bildern 2-6a bis 2-6c sind die abzubildenden Objekte in der Objektebene dargestellt. Die Bilder 2-7a bis 2-7c zeigen die berechneten Bildfunktionen. Wechselwirkungen zwischen den einzelnen Objektpunkten werden in der Rechnung nicht berücksichtigt.

Man erkennt die starke Abhängigkeit der Bildfunktion von der Stellung des Objektes in der Objektebene. Es ist weiterhin erkennbar, daß eine eindeutige Zuordnung zwischen dem Objekt und der zugehörigen Bildfunktion nicht möglich ist.

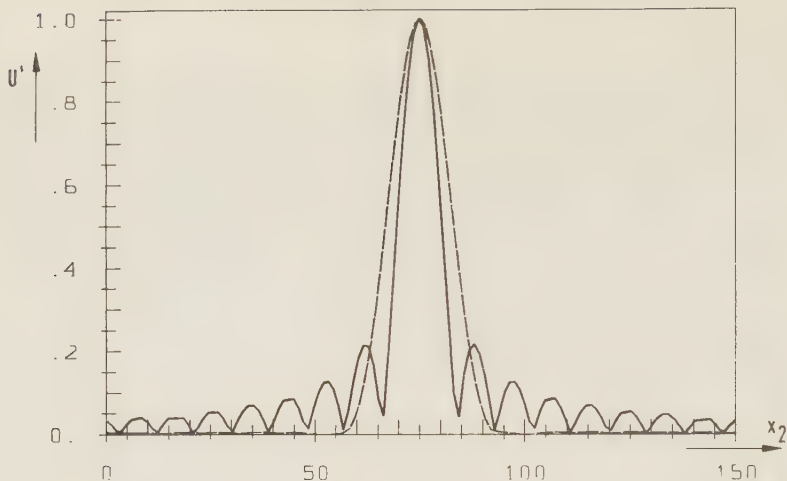


Bild 2-4a: Normierte Bildfunktion $U'(x_2)$ für ein punktförmiges Objekt bei $x_1 = 75$ cm.

$L = 144$ cm; $z = 406$ cm; $f = 9,4$ GHz; $\Delta x_0 = 1$ cm

———— Rechteck-Gewichtung ---- Hamming-Gewichtung

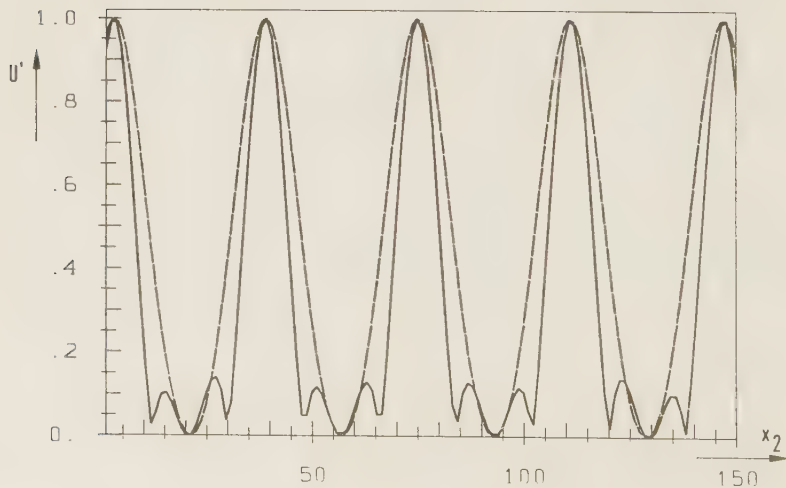


Bild 2-4b: Normierte Bildfunktion $U'(x_2)$ für ein punktförmiges Objekt bei $x_1 = 75$ cm.

$L = 144$ cm; $z = 406$ cm; $f = 9,4$ GHz; $\Delta x_0 = 36$ cm

———— Rechteck-Gewichtung ---- Hamming-Gewichtung

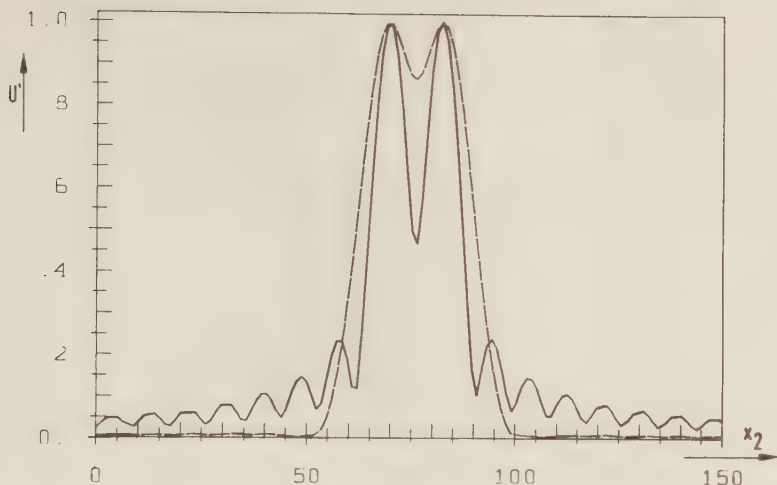


Bild 2-5a: Normierte Bildfunktion für zwei punktförmige Objekte.
 $L = 144$ cm; $z = 406$ cm; $f = 9,4$ GHz; $\Delta x_0 = 1$ cm

Objekt 1: $A(1) = 1$; $x_1(1) = 70$ cm

Objekt 2: $A(2) = 1$; $x_1(2) = 82$ cm

———— Rechteck-Gewichtung ——— Hamming-Gewichtung

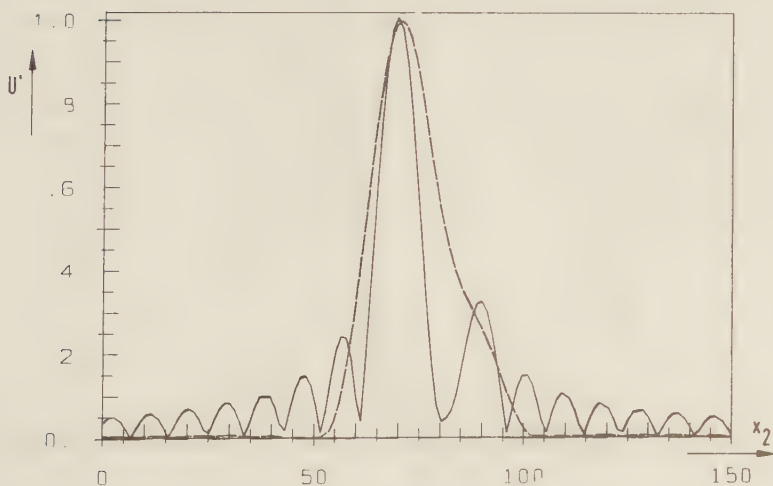


Bild 2-5b: Normierte Bildfunktion für zwei punktförmige Objekte.
 $L = 144$ cm; $z = 406$ cm; $f = 9,4$ GHz; $\Delta x_0 = 1$ cm

Objekt 1: $A(1) = 1$; $x_1(1) = 70$ cm

Objekt 2: $A(2) = 0,32$; $x_1(2) = 86$ cm

———— Rechteck-Gewichtung ——— Hamming-Gewichtung

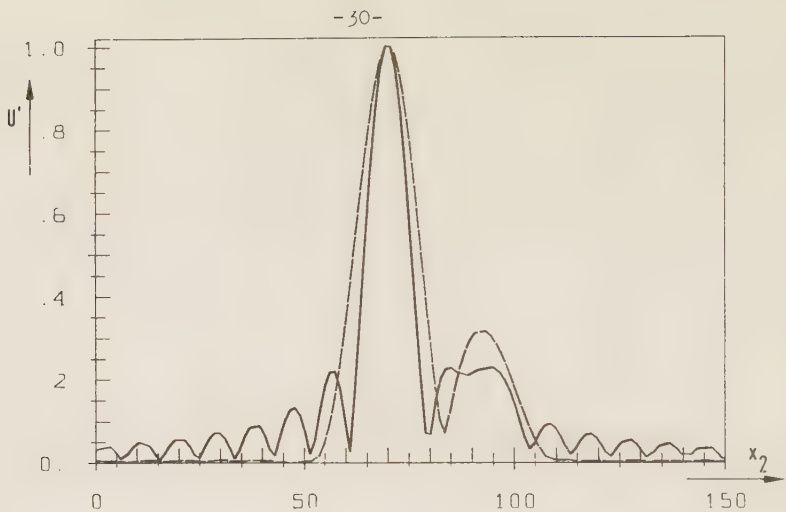


Bild 2-5c: Normierte Bildfunktion für zwei punktförmige Objekte.

$L = 144$ cm; $z = 406$ cm; $f = 9,4$ GHz; $\Delta x_0 = 1$ cm

Objekt 1: $A(1) = 1$; $x_1(1) = 70$ cm

Objekt 2: $A(2) = 0,32$; $x_1(2) = 93$ cm

—————Rechteck-Gewichtung ----Hamming-Gewichtung

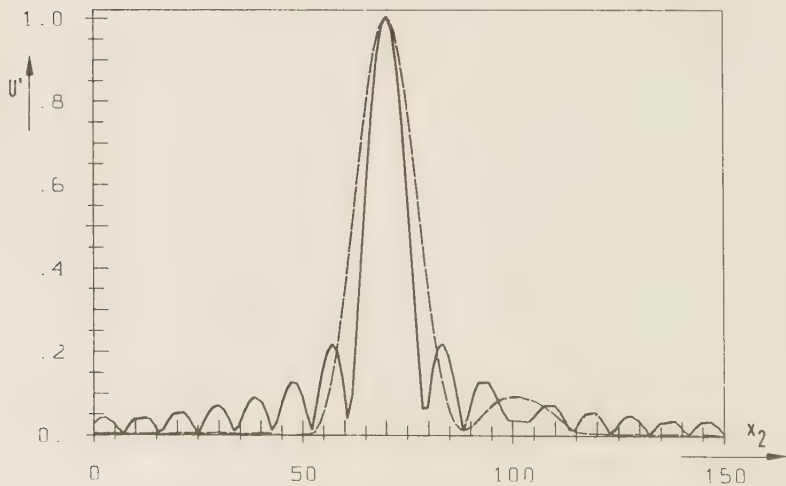


Bild 2-5d: Normierte Bildfunktion für zwei punktförmige Objekte.

$L = 144$ cm; $z = 406$ cm; $f = 9,4$ GHz; $\Delta x_0 = 1$ cm

Objekt 1: $A(1) = 1$; $x_1(1) = 70$ cm

Objekt 2: $A(2) = 0,1$; $x_1(2) = 101$ cm

—————Rechteck-Gewichtung ----Hamming-Gewichtung

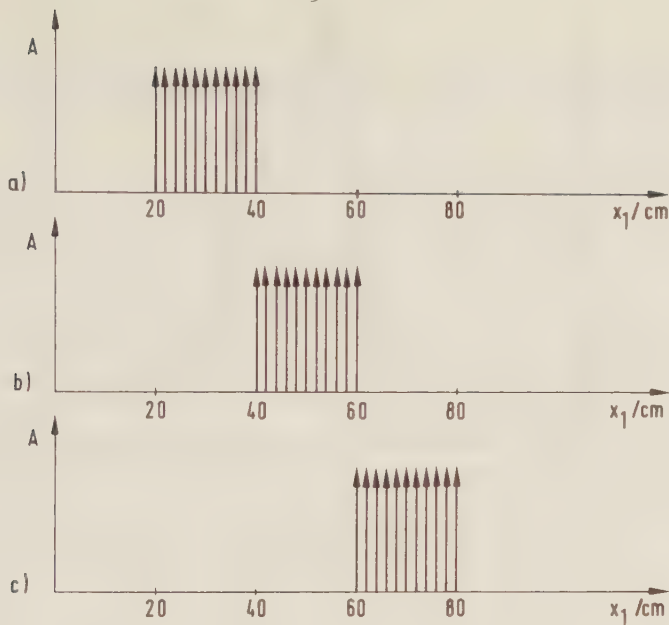


Bild 2-6: Objekt, bestehend aus 11 Streuzentren gleicher Amplitude, an verschiedenen Stellen in der Objekzebene.

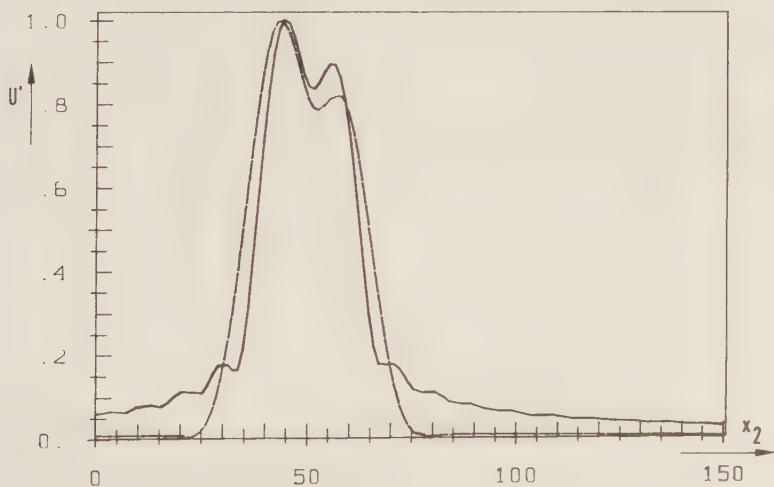


Bild 2-7a: Normierte Bildfunktion für 11, in äquidistanten Abständen stehende, punktförmige Objekte.

$L = 144$ cm; $z = 406$ cm; $f = 9,4$ GHz; $\Delta x_0 = 1$ cm

$A(1) = A(2) = \dots A(11) = 1$

$x_1(1) = 20$ cm; $x_1(2) = 22$ cm; $x_1(11) = 40$ cm

———— Rechteck-Gewichtung ——— Hamming-Gewichtung

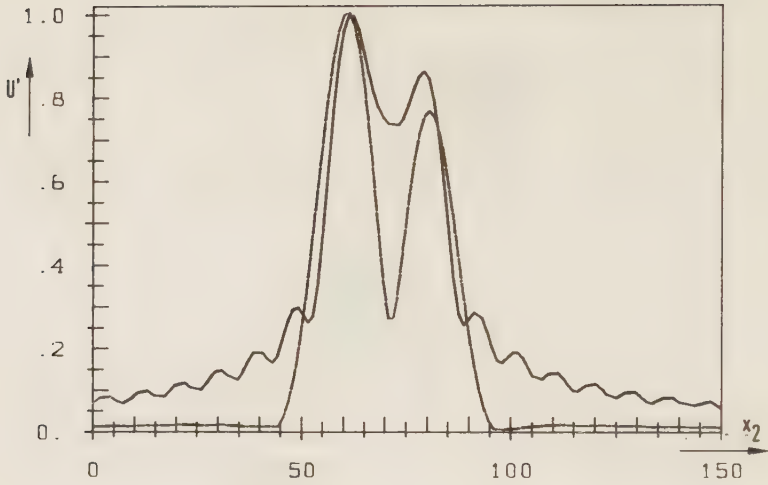


Bild 2-7b: Normierte Bildfunktion für 11, in äquidistanten Abständen stehende, punktförmige Objekte.

$L = 144$ cm; $z = 406$ cm; $f = 9,4$ GHz; $\Delta x_0 = 1$ cm

$A(1) = A(2) = \dots A(11) = 1$

$x_1(1) = 40$ cm; $x_1(2) = 42$ cm; $x_1(11) = 60$ cm

———— Rechteck-Gewichtung ---- Hamming-Gewichtung

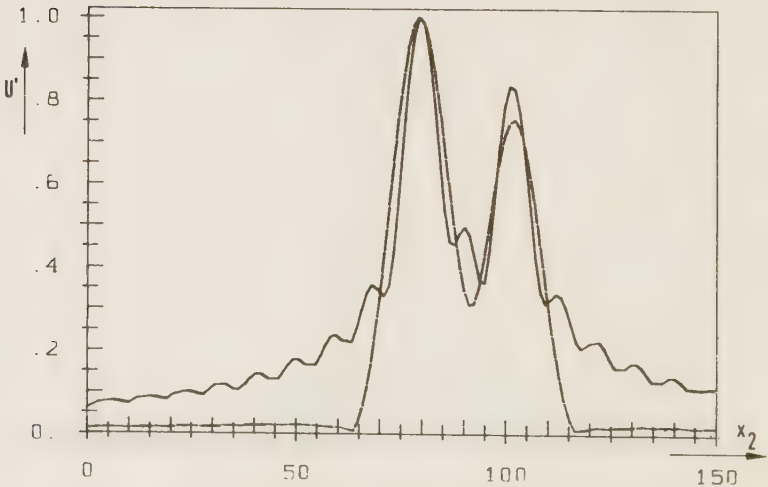


Bild 2-7c: Normierte Bildfunktion für 11, in äquidistanten Abständen stehende, punktförmige Objekte.

$L = 144$ cm; $z = 406$ cm; $f = 9,4$ GHz; $x_0 = 1$ cm

$A(1) = A(2) = \dots A(11) = 1$

$x_1(1) = 60$ cm; $x_1(2) = 62$ cm; $x_1(11) = 80$ cm

———— Rechteck-Gewichtung ---- Hamming-Gewichtung

Für die Anwendung ergeben sich aus den obenstehenden Betrachtungen folgende Hinweise:

- Damit die, durch die Periodisierung entstehenden, Überlagerungsfehler vernachlässigbar klein bleiben, muß das Feld in der Aufnahmeebene genügend dicht abgetastet werden.

- Sollen mehrere Streuziele mit stark unterschiedlicher Amplitude abgebildet werden, so ist es sinnvoll, die Amplituden der abgetasteten Feldfunktion zu gewichten (z.B. nach Hamming).

Werden mehrere Streuzentren mit etwa gleicher Amplitude abgebildet, so läßt sich die beste Auflösung für den Fall der Gewichtung mit einer Rechteckfunktion erzielen. Das bedeutet, daß die Auflösungsverbesserung durch Gewichtung (bei Streuzentren mit stark unterschiedlicher Amplitude) durch eine Verschlechterung der Auflösung bei der Abbildung von Streuzentren mit etwa gleich großer Amplitude erkauft werden muß.

- Bei der Abbildung von Objekten, deren Abmessung groß gegen den Rayleigh-Abstand nach Gl.(2.1) ist, muß beachtet werden, daß im allgemeinen eine eindeutige Zuordnung zwischen Objekt- und Bildfunktion nicht möglich ist.

Eine eindeutige Zuordnung zwischen Objektfunktion und Bildfunktion ist möglich, wenn das abzubildende Objekt aus einzelnen Streuzentren besteht, deren Abstand größer als der Rayleigh-Abstand ist.

2.4 Approximation der kontinuierlichen Fourier-Transformation durch die diskrete Fourier-Transformation (DFT)

Im vorliegenden Anwendungsfall der Rekonstruktion des Mikrowellenbildes durch ein Netzwerk mit endlicher Torzahl ist es notwendig, die kontinuierliche Berechnung der Bildfunktion nach Gl.(2.14) bzw. Gl.(2.15) durch ein diskretes Berechnungsverfahren zu approximieren. Es wird ein Zusammenhang zwischen endlich vielen Abtastwerten der Funktion $U(x_0)$ in der Aufnahmeebene und einer gleichen Anzahl von Werten der rekonstruierten Bildfunktion gesucht.

Bekanntlich ist die Spektralfunktion $G(f_x)$ nur dann durch Abtastwerte beschreibbar, wenn die zugehörige Ortsfunktion $g(x_1)$ örtlich begrenzt ist. Durch die äquidistante Abtastung von $G(f_x)$ wird $g(x_1)$ periodisiert. Die periodische Funktion $\tilde{g}(x_1)$ mit der Periode $\theta = \lambda z / \Delta x_0$ wird aus $g(x_1)$ gemäß

$$\tilde{g}(x_1) = \sum_{v=-\infty}^{+\infty} g(x_1 + v\theta) \quad (2.25)$$

gebildet.

Die ortsabhängige Funktion $g(x_1)$ ist durch Abtastwerte beschreibbar, wenn das zugehörige Ortsfrequenzspektrum $G(f_x)$ begrenzt ist. Die Diskretisierung von $g(x_1)$ führt zur Periodisierung der Funktion $G(f_x)$. Die periodische Funktion $\tilde{G}(f_x)$ mit der Periode $\Omega = L/\lambda z$ wird aus $G(f_x)$ gemäß

$$\tilde{G}(f_x) = \sum_{\mu=-\infty}^{+\infty} G(f_x + \mu\Omega) \quad (2.26)$$

gebildet.

Es kann gezeigt werden (/59/,/60/), daß zwischen jeweils endlich vielen Abtastwerten der periodisierten Funktionen $\tilde{g}(x_1)$ und $\tilde{G}(f_x)$ eine umkehrbar eindeutige Beziehung besteht, die eine diskrete

Approximation der Gleichung (2.14) ermöglicht. Es gilt

$$\tilde{g}(n/\Omega) = \frac{1}{\Theta} \sum_{m=0}^{N-1} \tilde{G}(m/\Theta) \exp(-j2\pi mn/N) \quad (2.27)$$

N ist die Anzahl der Abtastwerte von $g(x_1)$ bzw. $G(f_x)$.

Die Gleichung (2.27) beschreibt eine diskrete Fourier-Transformation (DFT).

$\tilde{G}(m/\Theta)$ sind Abtastwerte des periodisierten Ortsfrequenzspektrums bei $f_x = m/\Theta = m\Delta x_0/\lambda z$. Dem entsprechen Abtastwerte der Feldfunktion $U(x_0)$ an den Stellen $x_0 = m\Delta x_0$.

Im Bereich einer Periodenlänge Θ gilt näherungsweise

$$\tilde{g}(x_1) \approx U(x_1) \exp(-j\frac{\pi}{\lambda z} x_1^2). \quad (2.28)$$

Für eine Periode Ω des periodisierten Ortsfrequenzspektrums gilt näherungsweise

$$\tilde{G}(f_x) \approx U(x_0) \exp(j\frac{\pi}{\lambda z} x_0^2). \quad (2.29)$$

Mit den Gleichungen (2.27), (2.28) und (2.29) ist dann näherungsweise

$$U(n\frac{\lambda z}{L}) \exp \left[-j\frac{\pi}{\lambda z} \left(\frac{n}{\Omega} \right)^2 \right] = K \sum_{m=0}^{N-1} U(m\Delta x_0) \exp(j\frac{\pi}{\lambda z} m^2 \Delta x_0^2) \exp(-j2\pi mn/N) \quad (2.30)$$

Sind die Funktionswerte von $g(x_1)$ und $G(f_x)$ außerhalb der Perioden Θ bzw. Ω vernachlässigbar klein, so stellt die Gl.(2.30) eine hinreichend gute Approximation der Gl.(2.15) dar.

3. ZUM ENTWURF DES MIKROWELLENNETZWERKES

3.0 Überblick

Im folgenden soll der Entwurf eines Mikrowellennetzes besprochen werden, welches die Erstellung eines Mikrowellenbildes in Echtzeit ermöglicht. Hierzu werden zunächst die allgemeinen Eigenschaften des Netzes festgelegt. Die bei der Rekonstruktion auftretenden Rechenoperationen und ihre Realisierung durch Mikrowellenbauteile werden besprochen. Anschließend werden zwei Realisierungsmöglichkeiten für das Netzwerk angegeben. Beim ersten Entwurf wird ein Mikrowellennetz vorgeschlagen, das sich an die herkömmliche numerische Berechnung der diskreten Fourier-Transformation (DFT) anlehnt. Eine weitere Möglichkeit zur Realisierung des Netzes ergibt sich durch Anlehnung an den, bei der numerischen Berechnung der DFT fast ausschließlich verwendeten, Algorithmus der schnellen Fourier-Transformation (engl. Fast Fourier Transform (FFT)) /61/. Dazu werden zunächst die Gesetzmäßigkeiten der FFT erläutert. Die gefundenen Rechenvorschriften werden in eine Mikrowellenschaltung umgesetzt.

3.1 Allgemeine Beschreibung des Mikrowellennetzes

Die in Kapitel 2 hergeleitete Gl.(2.30) ist eine Vorschrift zur näherungsweise Berechnung der diskontinuierlichen Bildfunktionswerte $U(n\frac{\lambda Z}{L}) \exp\left[-j\frac{\pi}{\lambda Z} \left(\frac{n}{Q}\right)^2\right]$ aus N Abtastwerten des Objektwellenfeldes in der Aufnahmeebene. Diese Rechenvorschrift soll durch ein reziprokes und passives (im Grenzfall neutrales) Mikrowellennetzwerk mit N Eingangstoren und N Ausgangstoren nach Bild 3-1 realisiert werden. Die Eingangstore 1 bis N des Netzes werden zur Torgruppe TG1 und die Ausgangstore N+1 bis 2N werden zur Torgruppe TG4 zusammengefaßt. Das gesamte Netzwerk werde durch die 2N-reihige Streumatrix $\dot{S}$ mit den N-reihigen, quadratischen Untermatrizen S_{11} , S_{14} , S_{41} , S_{44} gemäß

$$\dot{S} = \left[\begin{array}{c|c} S_{11} & S_{14} \\ \hline S_{41} & S_{44} \end{array} \right] \quad (3.1)$$

beschrieben.

Die Ausgangstore der aus N Einzelantennen bestehenden Antennen-
gruppe, durch welche das Objektwellenfeld "abgetastet" wird, bil-
den die Torgruppe TGO. Deren kompatible Zusammenschaltung (ohne
Vorzeichen- und Tornummernvertauschung) mit der Torgruppe TG1 bil-
det wiederum die Schaltgruppe SG1.



Bild 3-1: Darstellung und Einordnung des zu entwerfenden Mikro-
wellennetzes innerhalb der Gesamtschaltung.

Die an den Ausgangstoren der Antennen vorliegenden Signalgrößen
sind beschreibbar durch die N-zeilige Spalte ablaufender Wellen-
größen $\underline{B}_0 = (b_{01} \ b_{02} \ \dots \ b_{0N})^T$, welche mit der Spalte zulaufen-
der Wellengrößen an den Eingangstoren des Netzwerkes

$\underline{A}_1 = (a_1 \ a_2 \ \dots \ a_N)^T$ identisch und über den reellen Faktor C_a
proportional zu den Feldgrößen $U(m\Delta x_0)$ an den Antenneneingängen
ist, gemäß

$$\underline{B}_0 = \begin{bmatrix} b_{01} \\ b_{02} \\ \vdots \\ b_{0N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = C_a \begin{bmatrix} U(0 \cdot \Delta x_0) \\ U(1 \cdot \Delta x_0) \\ \vdots \\ U((N-1) \cdot \Delta x_0) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Die an den Toren N+1 bis 2N (Torgruppe TG4) auslaufenden Wellen-
größen $\underline{B}_4 = (b_{N+1} \ b_{N+2} \ \dots \ b_{2N})^T$ seien proportional zu den

Bildfunktionswerten $U'(n \frac{\lambda z}{L}) = U(n \frac{\lambda z}{L}) \exp(-j \dots)$ gemäß

$$\underline{B}_4 = \begin{bmatrix} b_{N+1} \\ b_{N+2} \\ \vdots \\ b_{2N} \end{bmatrix} = C_b \begin{bmatrix} U'(0 \cdot \frac{\lambda z}{L}) \\ U'(1 \cdot \frac{\lambda z}{L}) \\ \vdots \\ U'((N-1) \cdot \frac{\lambda z}{L}) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

C_b ist ein reeller Faktor. Mit den obenstehenden Vereinbarungen nach den Gln.(3.2) und (3.3) wird Gl.(2.30) zu

$$b_v = C_g \sum_{\mu=1}^N a_\mu \exp \left[j \frac{\pi}{\lambda z} (\mu-1)^2 \Delta x_0^2 \right] \exp \left[-j 2\pi (\mu-1)(v-N-1)/N \right] \quad (3.4)$$

$$\mu = 1, 2, \dots, N; \quad v = N+1, N+2, \dots, 2N$$

mit $C_g = K C_a / C_b$.

Durch eine Verkopplung der Tore der Torgruppe 1 untereinander würde das auszumessende Wellenfeld verfälscht werden. Verkopplungen der Eingangstore können durch Eigenreflexionen und Eigentransmissionen des 2N-Tor-Mikrowellennetzes entstehen, sie können aber auch in seiner externen Beschaltung begründet sein. Um dies zu zeigen, wird das, die externe Beschaltung repräsentierende, Abschlußnetz mit der Streumatrix S_5 (siehe Bild 3-1) über das 2N-Tor-Mikrowellennetz transformiert. Es ergibt sich ein Ersatznetz mit N Eingangstoren, das über die Torgruppe TG1 zugänglich ist und durch die N-reihige quadratische Streumatrix S_1 beschrieben wird. Für die Streumatrix S_1 des Ersatz-N-Tores gilt nach [62]:

$$S_1 = S_{11} + S_{14} S_5 (E - S_{44} S_5)^{-1} S_{41} \quad (3.5)$$

Entkoppelt sind die Tore der Torgruppe 1 dann, wenn $\underline{S}_1$ Nullmatrix ist. Das ist z.B. erfüllt, wenn gilt

$$\underline{S}_{11} = \underline{0} \quad (3.6a)$$

und

$$\underline{S}_5 = \underline{0} \quad (3.6b)$$

Über die Untermatrix $\underline{S}_{44}$ ist in diesem Zusammenhang keine allgemeine Aussage möglich. Sie kann frei gewählt werden. Es sei hier

$$\underline{S}_{44} = \underline{0} \quad (3.6c)$$

Damit vereinfacht sich die Streumatrix des Mikrowellennetzes nach Gl.(3.1) zu

$$\underline{S} = \left[\begin{array}{c|c} \underline{0} & \underline{S}_{14} \\ \hline \underline{S}_{41} & \underline{0} \end{array} \right] \quad (3.7a)$$

und wegen der vorausgesetzten Reziprozität letztlich zu

$$\underline{S} = \left[\begin{array}{c|c} \underline{0} & \underline{S}_{41}^T \\ \hline \underline{S}_{41} & \underline{0} \end{array} \right] \quad (3.7b)$$

Für die Verknüpfung der zulaufenden Wellengrößen $\underline{A}_1$ mit den ablaufenden Wellengrößen $\underline{B}_4$ gilt damit

$$\underline{B}_4 = \underline{S}_{41} \underline{A}_1 \quad (3.8)$$

Durch Vergleich der Gln.(3.4) und (3.8) ergibt sich die Transmissionsuntermatrix S_{41} des Netzwerkes zu

$$S_{41} = C_g \begin{bmatrix} 1 & \epsilon^0 \kappa^1 & \epsilon^0 \kappa^4 & \dots & \epsilon^0 & \kappa^{(N-1)^2} \\ 1 & \epsilon^1 \kappa^1 & \epsilon^2 \kappa^4 & \dots & \epsilon^{(N-1)} & \kappa^{(N-1)^2} \\ 1 & \epsilon^2 \kappa^1 & \epsilon^4 \kappa^4 & \dots & \epsilon^{2(N-1)} & \kappa^{(N-1)^2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & \epsilon^{N-1} \kappa^1 & \epsilon^{2(N-1)} \kappa^4 & \dots & \epsilon^{(N-1)^2} & \kappa^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\text{mit } \epsilon = \exp(-j2\pi/N) \quad (3.9a)$$

$$\text{mit } \kappa = \exp(j\pi \cdot \Delta x_0^2 / \lambda z) \quad (3.9b)$$

Für den Spezialfall des verlustlosen Netzwerkes läßt sich der Wert der Konstanten C_g aus der Unitaritätsbedingung

$$S^{*T} S = E \quad (3.10)$$

zu

$$C_g = 1/\sqrt{N} \quad (3.11)$$

bestimmen. Ist das Netzwerk nicht verlustlos, so ist eine allgemeine Aussage über C_g nicht möglich.

Im Hinblick auf den späteren Schaltungsentwurf ist es sinnvoll, das durch die Gl.(3.7b) beschriebene Mikrowellennetzwerk gemäß Bild 3-2 in zwei in Kette geschaltete Teilnetze N_α und N_β zu zer-

legen, die beide reziprok und passiv (im Grenzfall neutral) seien.

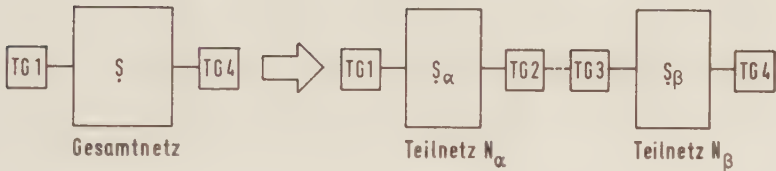


Bild 3-2: Aufbau des Gesamtnetzes durch zwei in Kette geschaltete Teilnetze.

Das Teilnetz N_α werde durch die $2N$ -reihige Streumatrix

$$\underline{S}_\alpha = \left[\begin{array}{c|c} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \hline \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{array} \right], \quad (3.12)$$

das Teilnetz N_β durch die $2N$ -reihige Streumatrix

$$\underline{S}_\beta = \left[\begin{array}{c|c} \underline{S}_{33} & \underline{S}_{34} \\ \hline \underline{S}_{43} & \underline{S}_{44} \end{array} \right] \quad (3.13)$$

beschrieben. Die N -reihigen, quadratischen Untermatrizen $\underline{S}_{43}$ in Gl.(3.13) und $\underline{S}_{21}$ in Gl.(3.12) werden so gewählt, daß die Untermatrix $\underline{S}_{41}$ des zu realisierenden Mikrowellen-Gesamtnetzes sich durch das Produkt von $\underline{S}_{43}$ und $\underline{S}_{21}$ darstellen läßt, gemäß

$$\underline{S}_{41} = \underline{S}_{43} \underline{S}_{21}. \quad (3.14)$$

Dieses ist der Fall für

$$\underline{S}_{21} = \underline{S}_{12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \kappa^1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \kappa^4 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \kappa^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

und

$$\underline{S}_{34} = \underline{S}_{43} = C_g \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \epsilon^1 & \epsilon^2 & \dots & \epsilon^{(N-1)} \\ 1 & \epsilon^2 & \epsilon^4 & \dots & \epsilon^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \epsilon^{(N-1)} & \epsilon^{2(N-1)} & \dots & \epsilon^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Für die Kettenschaltung der Teilnetze N_α und N_β gilt nach /62/:

$$\underline{S}_{11} = \bar{\underline{S}}_{11} + \underline{S}_{12} \underline{E} \underline{S}_{33} (\underline{E} - \underline{S}_{22} \underline{E} \underline{S}_{33})^{-1} \underline{S}_{21} \quad (3.17a)$$

$$\underline{S}_{14} = \underline{S}_{12} (\underline{E} - \underline{S}_{33} \underline{E} \underline{S}_{22})^{-1} \underline{S}_{34} \quad (3.17b)$$

$$\underline{S}_{41} = \underline{S}_{43} (\underline{E} - \underline{S}_{22} \underline{E} \underline{S}_{33})^{-1} \underline{S}_{21} \quad (3.17c)$$

$$\underline{S}_{44} = \bar{\underline{S}}_{44} + \underline{S}_{43} \underline{E} \underline{S}_{22} (\underline{E} - \underline{S}_{33} \underline{E} \underline{S}_{22})^{-1} \underline{S}_{34} \quad (3.17d)$$

Die Gln.(3.17) sind z.B. erfüllt, wenn bei beiden Teilnetzen die zu einer Torgruppe zählenden Tore untereinander entkoppelt sind, d.h., wenn keine inneren Reflexionen auftreten. Es wird also

gefordert:

$$\bar{S}_{11} = S_{22} = S_{33} = \bar{S}_{44} \stackrel{!}{=} 0 \quad (3.18)$$

Zusammenfassend werden für das aufzubauende 2N-Tor-Mikrowellen-netzwerk folgende Eigenschaften festgelegt:

- Das 2N-Tor-Gesamtnetz sei in zwei Teilnetze zerlegbar, deren Transmissionsverhalten durch die Gln.(3.15) und (3.16) be-schrieben werde.
- Beide Teilnetze seien passiv (im Grenzfall verlustlos).
- Beide Teilnetze seien reziprok.
- Alle Tore beider Teilnetze seien reflexionsfrei.
- Die zu einer Torgruppe zusammengefaßten Tore seien unterein-ander entkoppelt.

3.2 Möglichkeiten zur Realisierung einfacher Rechenoperationen durch passive Mikrowellenbauteile

Es stellt sich die Aufgabe, die im vorangegangenen Abschnitt be-schriebenen Teilnetze N_α und N_β durch Zusammenschaltung geeig-neter Mikrowellenbauteile zu realisieren. Es treten zwei unter-schiedliche Verknüpfungsoperationen auf, und zwar:

- Multiplikation einer Wellengröße mit einem komplexen Faktor.
- Addition (Subtraktion) zweier Wellengrößen.

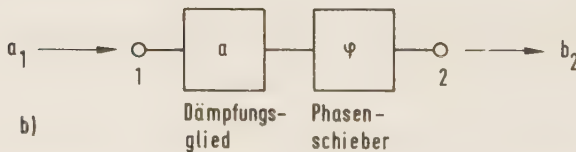
Die Verknüpfung von Wellengrößen über ein Mikrowellenbauteil wird allgemein durch dessen Streumatrix beschrieben. Soßl also ein

Mikrowellenbauteil eine ganz bestimmte Zuordnung zwischen mehreren Wellengrößen schaffen, so muß seine Streumatrix geeignet gewählt werden. Die Synthese von quellenlosen n-Toren, deren Streumatrix beliebig einstellbare Koeffizienten hat, wird in /63/ beschrieben. Im vorliegenden Fall sind sehr einfache Verknüpfungsoperationen zu realisieren. Sie lassen sich durch reflexionsfreie, passive und reziproke Mikrowellenbauteile oder durch die Zusammenschaltung solcher Bauteile verwirklichen.

Die Multiplikation einer Wellengröße mit einem komplexen Faktor, dessen Betrag ≤ 1 ist, läßt sich u.a. durch ein 2-Tor nach Bild 3-3a realisieren.



a)



b)

Bild 3-3: Multiplikative Verknüpfung über ein 2-Tor.

Ist das 2-Tor reflexionsfrei und reziprok, so wird es durch die Streumatrix

$$S_M = \begin{bmatrix} 0 & s_{21} \\ s_{21} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

beschrieben. Für die Verknüpfung der ablaufenden Wellengröße b_2

am Tor 2 mit der zulaufenden Wellengröße a_1 am Tor 1 gilt dann

$$b_2 = a_1 s_{21} = a_1 |s_{21}| \exp(j\psi_{21}) . \quad (3.20)$$

Ein 2-Tor, dessen Transmissionsfaktor < 1 ist, läßt sich durch die Kettenschaltung eines idealen Dämpfungsgliedes mit einem idealen Phasenschieber erzeugen (Bild 3-3b). Ist der zu erzeugende Transmissionsfaktor ein Drehzeiger mit dem Betrage 1, so genügt zur Realisierung ein idealer Phasenschieber.

Zur additiven Verknüpfung zweier Wellengrößen benötigt man ein Mikrowellenbauteil mit der Torzahl $n \geq 3$. Bild 3-4 zeigt zwei 3-Tore, die für diesen Zweck brauchbar sind. Es handelt sich in Bild 3-4a um einen allseitig angepassten Leistungsteiler, in der Literatur (/64/,/65/) auch als 3-Tor-Hybrid bezeichnet und in Bild 3-4b um ein π -Hybrid, dessen E-Arm mit einem "Sumpf" beschaltet ist.

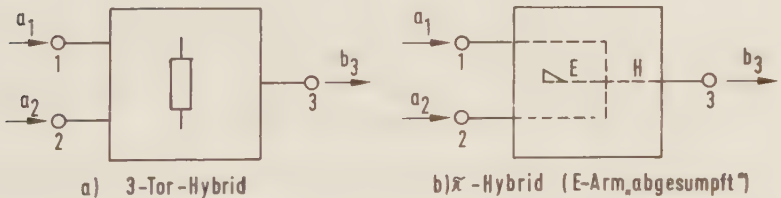


Bild 3-4: Zur additiven Verknüpfung von Wellengrößen über 3-Tore.

Bei geeigneter Festlegung der Bezugsebenen und Bezugsstrukturen und mit der Tornumerierung nach Bild 3-4 werden beide Schaltungen

durch die Streumatrix

$$\underline{S}_A = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

beschrieben. Die am Tor 3 ablaufende Wellengröße b_3 ist mit den zulaufenden Wellengrößen an den Toren 1 und 2 über die Beziehung

$$b_3 = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 + a_2) \quad (3.22)$$

verknüpft.

Eine leistungsmäßige Klassifizierung der beiden 3-Tore läßt sich aus deren Formmatrix

$$\underline{P} = \underline{E} - \underline{S}_A^{*T} \underline{S}_A \quad (3.23)$$

gewinnen. Man kann zeigen, daß die Formmatrix nach Gl.(3.23) positiv semidefinit ist, woraus nach /62/ folgt, daß beide 3-Tore als bedingt absorbierend zu klassifizieren sind.

Eine weitere Möglichkeit für eine additive Verknüpfung zweier Wellengrößen ist die Verwendung eines unbeschalteten π -Hybrides nach Bild 3-5.

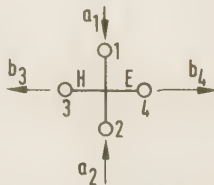


Bild 3-5: Zur additiven Verknüpfung von Wellengrößen über ein 4-Tor.

Mit der Tornumerierung nach Bild 3-5 und bei geeigneter Festlegung der Bezugsebenen und Bezugsstrukturen, wird das π -Hybrid durch die Streumatrix

$$\underline{S}_{\pi} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\begin{array}{cc|cc} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ \hline 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (3.24)$$

beschrieben. Damit ergibt sich für die in Bild 3-5 eingezeichneten zu- und ablaufenden Wellengrößen der Zusammenhang:

$$b_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_1 + a_2) \quad (3.25a)$$

$$b_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_1 - a_2) \quad (3.25b)$$

Das π -Hybrid bildet also sowohl die Summe als auch die Differenz der Elemente der Wellengrößenspalte $(a_1 \ a_2)^T$.

Die Streumatrix $\underline{S}_{\pi}$ erfüllt die Unitaritätsbedingung

$$\underline{S}_{\pi}^{*T} \underline{S}_{\pi} = \underline{E} \quad , \quad (3.26)$$

d.h., das π -Hybrid ist leistungsmäßig verlustlos oder neutral.

Es soll noch angemerkt werden, daß der funktionale Zusammenhang zwischen der Spalte der zulaufenden Wellengrößen $\underline{A}_E = (a_1 \ a_2)^T$ und der Spalte der ablaufenden Wellengrößen $\underline{B}_A = (b_3 \ b_4)^T$ beim π -Hybrid gemäß

$$\underline{B}_A = \underline{S}_{21} \underline{A}_1 = \text{DFT}(\underline{A}_1) \quad (3.27)$$

einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) für $N = 2$ entspricht.

3.3 Aufbau des Teilnetzes N_α

Nach den vorangegangenen Überlegungen läßt sich die Struktur des Teilnetzes N_α direkt angeben. Aus den Gln.(3.15) und (3.18) ergibt sich, daß jedes Tor μ der Torgruppe 1 mit jedem Tor $\mu+N$ der Torgruppe 2, gemäß Bild 3-6, über einen idealen Phasenschieber verbunden sein muß. Für die Verknüpfung der ablaufenden Wellengrößen an den Toren der Torgruppe 2 mit den zulaufenden Wellengrößen an den Toren der Torgruppe 1 gilt

$$b_{\mu+N} = a_\mu \exp \left[j \frac{\pi}{\lambda_Z} (\mu-1)^2 \Delta x_0^2 \right] \quad (3.28)$$

mit $\mu = 1, 2, 3, \dots, N$

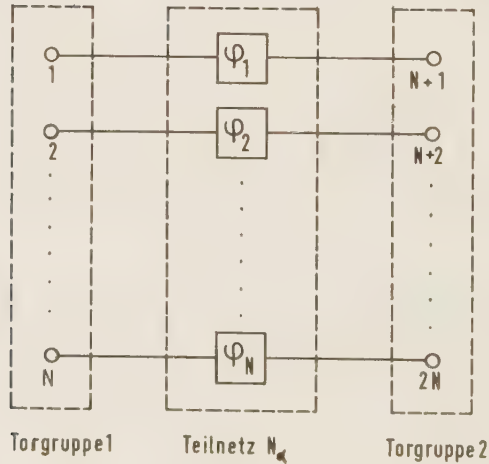


Bild 3-6: Zum Aufbau des Teilnetzes N_α .

3.4 Aufbau des Teilnetzes N_β

Es soll nun der Aufbau des Teilnetzes N_β mit dem Ziel diskutiert werden, ein Schaltungskonzept zu finden, das sich mit möglichst geringem technischen Aufwand verwirklichen läßt. Da die Transmissionsuntermatrix S_{43} des Teilnetzes eine N-reihige DFT-Matrix darstellt, erscheint es sinnvoll, zunächst einige Worte zur numerischen Berechnung der DFT zu sagen.

Bei der numerischen Berechnung der DFT mittels Digitalrechner treten zwei unterschiedliche Rechenoperationen auf, nämlich Additionen und Multiplikationen komplexer Zahlen. Zur Ausführung einer komplexen Multiplikation sind vier reelle Multiplikationen und zwei reelle Additionen notwendig, eine komplexe Addition erfordert dagegen nur zwei reelle Additionen. Da außerdem die Durchführung einer reellen Multiplikation mit dem Rechner wesentlich zeitaufwendiger ist, als die einer reellen Addition, kann man davon ausgehen, daß die zur Berechnung einer DFT notwendige Rechenzeit ungefähr proportional zur Anzahl der auszuführenden Multiplikationen ist. Will man folglich die Rechenzeit verkürzen, so muß man die Zahl der Multiplikationen verringern. Diese Forderung führte zur Entwicklung des Rechenalgorithmus der schnellen Fourier-Transformation (engl. Fast Fourier Transform (FFT))/61/. Bei der FFT werden Eingangswerte in geeigneter Weise zusammengefaßt und mit dem gleichen Faktor multipliziert. Dies führt zu einer starken Reduzierung der Anzahl der Multiplikationen und damit zu einer erheblichen Rechenzeitverkürzung.

Im Gegensatz zur numerischen Ausführung der DFT ist das Ziel des Schaltungsentwurfes ein möglichst geringer technischer Aufwand bei der Realisierung des Netzwerkes. Es wurde im vorangegangenen Abschnitt gezeigt, daß die Multiplikation und die Addition durch Mikrowellenbauteile realisiert werden können. Dabei kann ein Mikrowellenbauteil eine oder mehrere analoge Rechenoperationen ausführen. Die Forderung nach geringem Schaltungsaufwand bedeutet eine möglichst geringe Anzahl einfach aufgebauter und gut reproduzierbarer Mikrowellenbauteile.

Im folgenden werden zwei Vorschläge zur Realisierung des Teilnetzes N_β gemacht, die sich im Schaltungsaufwand erheblich unterscheiden.

3.4.1 Eine einfache Schaltungsrealisierung

Dieser Schaltungsvorschlag für das Teilnetz N_3 lehnt sich eng an die konventionelle numerische Berechnungsart der DFT an. Für jede additive Verknüpfung zweier Wellengrößen wird ein 3-Tor nach Bild 3-4 und für jede multiplikative Verknüpfung einer Wellengröße mit einem komplexen Faktor wird ein 2-Tor nach Bild 3-3 bereitgestellt. Bild 3-7 zeigt die vorgeschlagene Gesamtschaltung.

Die am μ -ten Eingangstor der Torgruppe 3 zulaufende Welle a_μ wird durch einen geeignet aufgebauten Leistungsteiler (LT) in N Teilwellen gleicher Amplitude und Phase aufgeteilt. Die Teilwellen werden phasenmäßig bewertet und den Toren der Leistungsaddierer (LA) zugeführt. Dem ν -ten Ausgangstor der Torgruppe 4 ist ein Leistungsaddierer vorgeschaltet, welcher die, von den N Eingangsleistungsteilern kommenden, Teilwellen zur ablaufenden Welle b_ν aufaddiert. Ist die Zahl der Eingangs- bzw. der Ausgangstore N eine Potenz von 2 ($N = 2^k$), so können die benötigten Leistungsteiler und Leistungsaddierer aus $N-1$ 3-Toren nach Bild 3-4 aufgebaut werden. Es ergibt sich ein Gesamtbedarf an 3-Toren von

$$X_{3\text{-Tor}} = 2N(N-1). \quad (3.29)$$

Zur phasenmäßigen Bewertung der Teilwellen werden insgesamt

$$X_{2\text{-Tor}} = N^2 \quad (3.30)$$

Phasenschieber benötigt.

Da die zum Aufbau des Gesamtnetzes verwendeten 3-Tore passiv sind, ist die hier beschriebene Schaltung insgesamt passiv [62].

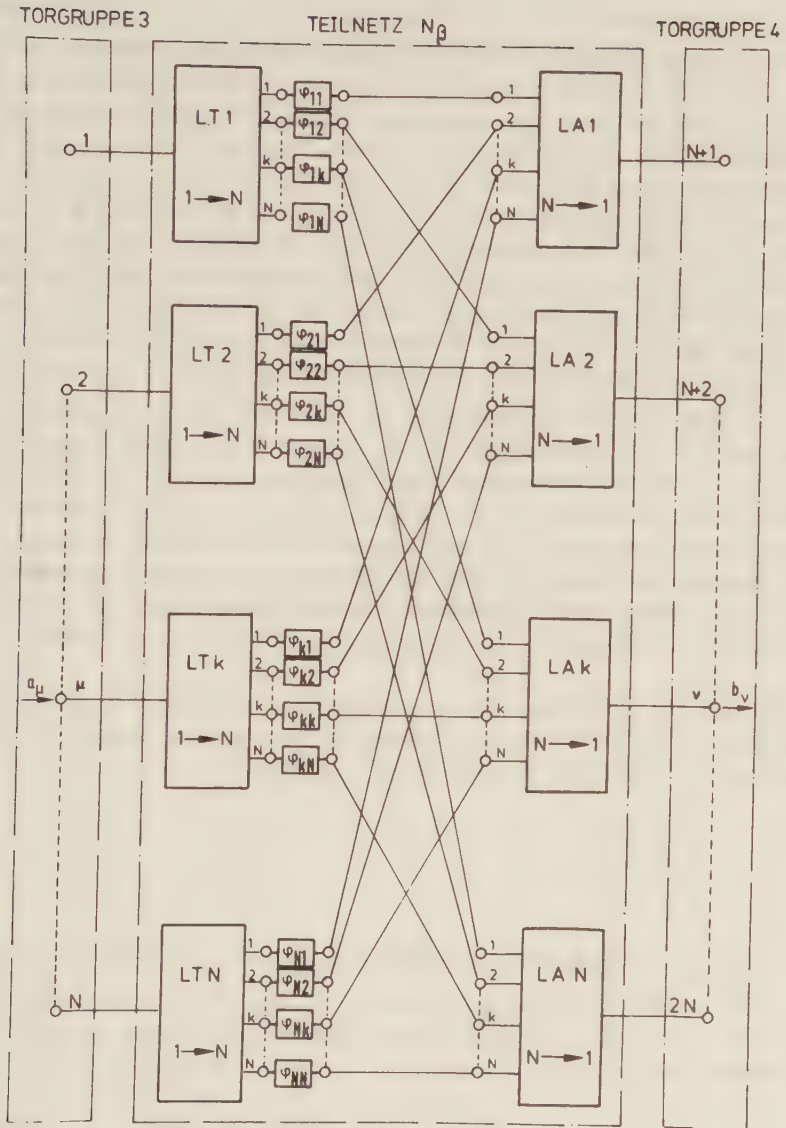


Bild 3-7: Eine einfache Schaltungsrealisierung des Teilnetzes N_β

3.4.2 Ein optimiertes Schaltungskonzept

Eine weitere Möglichkeit der Schaltungsrealisierung des Teilnetzes N_B ergibt sich durch Anlehnung an den, bei der numerischen Ausführung der DFT fast ausschließlich verwendeten Algorithmus der schnellen Fourier-Transformation (FFT). Es zeigt sich, daß durch eine stufenweise Verarbeitung der zulaufenden Wellen eine große Anzahl von Bauteilen eingespart werden kann. Weiterhin ist es möglich, statt der beim einfachen Entwurf verwendeten bedingt absorbierenden 3-Tore (Leistungssteiler und Leistungsaddierer), verlustlose 4-Tore (π -Hybride) zu verwenden. Da die zum Schaltungsaufbau notwendigen 2-Tore (ideale Phasenschieber) ebenfalls verlustlos sind, wird in diesem Fall das gesamte Teilnetz N_B verlustlos.

Im folgenden werden in Anlehnung an /60/ kurz die Gesetzmäßigkeiten und der strukturelle Aufbau des FFT-Algorithmus besprochen. Die entwickelten Rechenvorschriften werden in Form eines Signalflußgraphen dargestellt. Die Gegenüberstellung von Teilgraphen des FFT-Signalflußgraphen und des Mikrowellen-Flußgraphen bestimmter $2N$ -Tor-Mikrowellennetze zeigt die physikalische Realisierbarkeit der auszuführenden mathematischen Verknüpfungen durch Mikrowellenbauteile auf und führt auf das angestrebte Schaltungskonzept.

Zwischen der N -reihigen Spalte zulaufender Wellengrößen A_3 (Torgruppe 3) und der ebenfalls N -reihigen Spalte ablaufender Wellengrößen B_4 (Torgruppe 4) besteht die Beziehung

$$B_4 = S_{43} A_3 = W A_3 \quad (3.31)$$

$W = S_{43}$ ist eine N -reihige DFT-Matrix nach Gl.(3.15) mit $C_g = 1/\sqrt{N}$. Um die in der Literatur übliche Darstellung (z.B. in /61/, /60/) der DFT anwenden zu können, werden die Eingangsgrößen A_3 bzw. Ausgangsgrößen B_4 gemäß

$$A_3 = X = (x_0 \ x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N-1})^T \quad (3.32a)$$

$$B_4 = Y = (y_0 \ y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N-1})^T \quad (3.32b)$$

umbenannt.

Mit der Eingangsspalte $\dot{X}$ und der Ausgangsspalte $\dot{Y}$ wird Gl.(3.31) zu

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \epsilon^1 & \epsilon^2 & \dots & \epsilon^{N-1} \\ 1 & \epsilon^2 & \epsilon^4 & \dots & \epsilon^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \epsilon^{N-1} & \epsilon^{2(N-1)} & \dots & \epsilon^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$\begin{matrix} \downarrow & & \downarrow & & \downarrow \\ \dot{Y} & = & W & & \dot{X} \end{matrix}$$

Ist N in mindestens zwei ganzzahlige Faktoren n und m zerlegbar, so läßt sich der Vektor $\dot{X}$ dezimieren /60/. Mathematisch wird diese Operation durch den Dezimierungsoperator $d_{n,m}^{(k)}$, definiert durch

$$d_{n,m}^{(k)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{\mu=0}^{m-1} \delta_{k+\mu n} \quad ; \quad k = 0, 1, 2 \dots n-1 \quad (3.34)$$

beschrieben. In Gl.(3.34) ist $\delta_{\cdot k}$ ein N -zeiliger Spaltenvektor für den gilt

$$\delta_{\cdot k} = \sqrt{N} \quad (\delta_{v k}) \quad ; \quad \text{Zeilenindex } v = 0, 1, 2 \dots N-1 \quad (3.35)$$

mit dem Kroneckersymbol

$$\delta_{v k} = \begin{cases} 1 & \text{für } v = k \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Zum Beispiel ist

$$\underline{\delta}_0 = \frac{1}{\sqrt{N}} (1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0)^T$$

oder

$$\underline{\delta}_2 = \frac{1}{\sqrt{N}} (0 \ 0 \ 1 \ \dots \ 0)^T .$$

Der Dezimierungsoperator stellt ein diskontinuierliches Analogon zum Impulskamm dar. Er greift aus einem $n \cdot m$ -zeiligen Vektor $\underline{X}$, beginnend beim Element x_k , jedes n -te Element heraus und ersetzt die dazwischen liegenden Elemente durch Nullen. Es entsteht ein N -zeiliger dezimierter Vektor $\underline{X}_k$, welcher die Elemente

$$x_{k+\mu n} ; \mu = 0, 1, 2 \dots m-1$$

und damit nur m nicht verschwindende Elemente enthält.

Ist z.B. $N = 4$, $m = 2$, $n = 2$, so ist der 4-zeilige Eingangsvektor

$$\underline{X} = (x_0 \ x_1 \ x_2 \ x_3)^T$$

zerlegbar in die dezimierten 4-zeiligen Vektoren $\underline{X}_0$ und $\underline{X}_1$ gemäß

$$\underline{X}_0 = (x_0 \ 0 \ x_2 \ 0)^T \quad \text{und} \quad \underline{X}_1 = (0 \ x_1 \ 0 \ x_3)^T .$$

Führt man die Multiplikation zweier Folgen als Vektoroperation nach /60/ in der Form

$$\underline{a} \circ \underline{b} = \begin{bmatrix} a_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & a_1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & a_{N-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 b_0 \\ a_1 b_1 \\ \vdots \\ a_{N-1} b_{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

ein, so kann der Vektor der Eingangswerte $\underline{X}$ in folgender Weise geschrieben werden.

$$\underline{X} = \sum_{k=0}^{n-1} \underline{X} \circ \underline{d}_{n,m}^{(k)} = \sum_{k=0}^{n-1} \underline{X}_k \quad (3.37)$$

Der Ausgangsvektor $\underline{Y}$ ergibt sich als Summe der diskreten Fourier-Transformierten der dezimierten Vektoren der Eingangsgrößen $\underline{X}$ gemäß

$$\underline{Y} = \underline{W} \underline{X} = \sum_{k=0}^{n-1} \underline{W} \underline{X}_k = \sum_{k=0}^{n-1} \underline{W} (\underline{X} \circ \underline{d}_{n,m}^{(k)}) \quad (3.38)$$

Gl.(3.38) läßt sich in die Form

$$\underline{Y} = \sum_{k=0}^{n-1} \underline{w}_k \circ \left[\sum_{v=0}^{m-1} x_{k+vn} \underline{w}_{vn} \right] \quad (3.39)$$

umrechnen /60/. Der Vektor $\underline{w}_k$ ist ein N-zeiliger Spaltenvektor, der aus den Elementen der k-ten Spalte der DFT-Matrix $\underline{W}$ gebildet wird. Die von COOLEY und TUKEY vorgeschlagene Methode zur Berechnung der DFT besteht nun darin, zuerst die n Teilvektoren

$$\underline{q}_k = \sum_{v=0}^{m-1} x_{k+vn} \underline{w}_{vn} \quad ; \quad k = 0, 1, 2 \dots n-1 \quad (3.40)$$

zu berechnen und anschließend in einem weiteren Schritt den Vektor $\underline{Y}$ gemäß

$$\underline{Y} = \sum_{k=0}^{n-1} \underline{w}_k \circ \underline{q}_k \quad (3.41)$$

zu bestimmen.

Durch die Ausführung der DFT in der oben beschriebenen Weise, läßt

sich die Zahl der auszuführenden Multiplikationen von N^2 auf $N(m+n)$ reduzieren /60/. Ist N noch weiter faktorisiert, so kann das oben beschriebene Prinzip wiederholt angewendet werden, wodurch sich eine weitere Reduzierung der Anzahl der auszuführenden Multiplikationen und damit der Rechenzeit erreichen läßt.

Um die Vorteile des FFT-Rechenalgorithmus auf die Schaltungsrealisierung übertragen zu können, muß zunächst ein FFT-Signalfußgraph erstellt werden. Die in /60/ beschriebene Vorgehensweise hierzu wird im folgenden kurz dargestellt.

Zunächst läßt sich zeigen, daß nur die ersten m Elemente der Vektoren $\underline{q}_k$ relevante Werte enthalten (die übrigen $N-m$ Elemente lassen sich durch periodische Fortsetzung gewinnen). Daraus folgt, daß die n N -zeiligen Vektoren $\underline{q}_k$ ohne Verlust an Information zu einem einzigen N -zeiligen Zwischenvektor $\underline{Z}$ zusammengezogen werden können. Es ist nach /60/

$$\underline{Z} = \sum_{k=0}^{n-1} \underline{q}_k \circ \underline{s}_{n,m}^{(k)} \quad (3.42)$$

mit dem Segmentierungsoperator

$$\underline{s}_{n,m}^{(k)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{\mu=0}^{m-1} \delta_{k+\mu m} \quad ; \quad \mu = 0, 1, 2, \dots, n-1 \quad (3.43)$$

Um die Transformation des Vektors $\underline{X}$ in den Zwischenvektor $\underline{Z}$ mathematisch beschreiben zu können, muß eine Permutation der Elemente x_k des Vektors $\underline{X}$ vorgenommen werden. Das geschieht dadurch, daß die durch Dezimierung entstandenen N -zeiligen Vektoren $\underline{x}_k$ durch Weglassen der Nullelemente auf m -zeilige Vektoren $\underline{x}_k$ komprimiert werden und anschließend zum permutierten Vektor $\underline{P} \underline{X}$ gemäß

$$\underline{P} \underline{X} = (x_0 \quad x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_{n-1})^T \quad (3.44)$$

Zwischen dem Vektor $\underline{Z}$ und dem Vektor der Eingangsgrößen $\underline{X}$ besteht nach /60/ folgender Zusammenhang.:

$$\underline{Z} = \frac{1}{\sqrt{m}} \begin{bmatrix} \underline{W}_m & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \underline{W}_m & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \underline{W}_m & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \underline{W}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

$$\downarrow \quad \quad \quad \downarrow \quad \quad \quad \downarrow$$

$$\underline{Z} = \quad \quad \quad \underline{G}_1 \quad \quad \quad \underline{P} \cdot \underline{X}$$

Die Matrix $\underline{G}_1$ wird durch diagonale Anordnung der n DFT-Matrizen

$$\underline{W}_m = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \epsilon^n & \epsilon^{2n} & \dots & \epsilon^{(m-1)n} \\ 1 & \epsilon^{2n} & \epsilon^{4n} & \dots & \epsilon^{2(m-1)n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \epsilon^{(m-1)n} & \epsilon^{2(m-1)n} & \dots & \epsilon^{(m-1)^2 n} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

gebildet. Für ϵ gilt weiterhin die Gl.(3.9a).

Die noch verbleibende Aufgabe ist die Abbildung des Zwischenvektors $\underline{Z}$ auf den Vektor der Ausgangsgrößen $\underline{Y}$. Hierfür gilt nach /60/

$$\underline{Y} = \frac{1}{\sqrt{n}} \sum_{k=0}^{n-1} \underbrace{\Omega_k \quad D_{m,n}^{(1)} \quad S_{n,m}^{(k)}}_{\downarrow} \underline{Z} \quad (3.47)$$

$$\downarrow \quad \quad \quad \downarrow \quad \quad \quad \downarrow$$

$$\underline{Y} = \quad \quad \quad \underline{G}_2 \quad \quad \quad \underline{Z}$$

In Gl.(3.47) sind Ω_k und $S_{n,m}^{(k)}$ die aus den Elementen der Vektoren $\underline{w}_k$ und $\underline{s}_{n,m}^{(k)}$ gebildeten Diagonalmatrizen. $D_{m,n}^{(1)}$ ist die aus $\underline{d}_{m,n}^{(1)}$

erzeugte Zirkulante. Mit den Gln.(3.45) und (3.47) ergibt sich als Beschreibungsgleichung für die FFT:

$$\underline{Y} = \underline{W} \underline{X} = \underline{G}_2 \underline{G}_1 \underline{P} \underline{X} \quad (3.48)$$

Die N-zeiligen quadratischen Matrizen $\underline{G}_1$ und $\underline{G}_2$ sind Beschreibungsgleichungen des gesuchten FFT-Signalflußgraphen.

Für die Schaltungsrealisierung ist besonders der Fall interessant, daß die Zahl der Eingangsgrößen $\underline{X}$ eine Potenz von 2 ist. N ist dann gemäß

$$N = m \cdot n \quad \text{mit} \quad m = N/2 \quad \text{und} \quad n = 2,$$

faktorisierbar. Die Matrix $\underline{G}_1$ ergibt sich in diesem Fall zu /60/

$$\underline{G}_1 = \frac{1}{\sqrt{N/2}} \left[\begin{array}{c|c} \underline{W}_{N/2} & \underline{0} \\ \hline \underline{0} & \underline{W}_{N/2} \end{array} \right] \quad (3.50)$$

In Gl.(3.50) ist $\frac{1}{\sqrt{N/2}} \underline{W}_{N/2}$ die DFT-Matrix für N/2 Elemente. Aus Gl.(3.47) ergibt sich die Matrix $\underline{G}_2$ allgemein zu

$$\underline{G}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\begin{array}{cccc|cccc} 1 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & \epsilon^1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & \dots & \epsilon^{N/2-1} \\ \hline 1 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & \epsilon^{N/2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & \dots & \epsilon^{N-1} \end{array} \right] \quad (3.51)$$

Gleichung (3.51) wird durch entsprechende Benennung der N-reihigen quadratischen Untermatrizen in folgender Weise abkürzend dargestellt:

$$\underline{G}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \underline{E} & \underline{K} \\ \underline{E} & \underline{K}' \end{bmatrix} \quad (3.51a)$$

Da gilt

$$\epsilon^{N/2+k} = \exp[-j(\pi + 2\pi k/N)] = -\epsilon^k, \quad (3.52)$$

läßt sich Gleichung (3.51a) auch folgendermaßen schreiben:

$$\underline{G}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \underline{E} & \underline{K} \\ \underline{E} & -\underline{K} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \underline{E} & \underline{E} \\ \underline{E} & -\underline{E} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{E} & \underline{O} \\ \underline{O} & \underline{K} \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$\downarrow$
 $\underline{G}_2 =$

$\downarrow$
 $\underline{G}_3$

$\downarrow$
 $\underline{G}_4$

Die durch den Teilgraphen $\underline{G}_3$ beschriebenen mathematischen Operationen sollen physikalisch durch ein Mikrowellenteilnetz realisiert werden. Dazu wird $\underline{G}_3$ nochmals umgeformt. Aus später erkennbaren Gründen wird eine Matrix der Form

$$\underline{G}_5 = \begin{bmatrix} \pi & \underline{O} & \dots & \underline{O} \\ \underline{O} & \pi & \dots & \underline{O} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \underline{O} & \underline{O} & \dots & \pi \end{bmatrix} \quad (3.54a)$$

mit

$$\pi = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.54b)$$

angestrebt.

Die Matrizen $\underline{G}_3$ und $\underline{G}_5$ sind über die Gleichung

$$\underline{G}_3 = \underline{T}^{-1} \underline{G}_5 \underline{T} \quad (3.54c)$$

miteinander verknüpft. $\underline{T}$ ist eine Permutationsmatrix, welche die zur Erzeugung der Matrix $\underline{G}_5$ aus der Matrix $\underline{G}_3$ notwendige Vertauschung der Vektorelemente z_k und y_k beschreibt.

Für $N = 4$ lautet $\underline{G}_3$ beispielsweise:

$$\underline{G}_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

Erzeugt werden soll die Matrix

$$\underline{G}_5 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

Die dazu notwendige Permutationsmatrix $\underline{T}$ lautet:

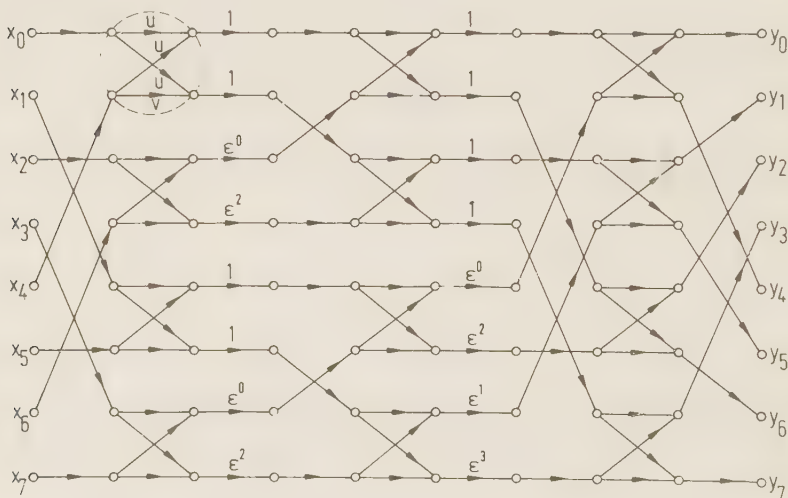
$$\underline{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Die Beschreibungsgleichung für die Abbildung des Vektors der Eingangsgrößen $\underline{X}$ in den Vektor der Ausgangsgrößen $\underline{Y}$ lautet nun endgültig:

$$\underline{Y} = \underline{W} \underline{X} = \underline{T}^{-1} \underline{G}_5 \underline{T} \underline{G}_4 \underline{G}_1 \underline{P} \underline{X} \quad (3.55)$$

Löst man jede der Untermatrizen $\underline{W}_m$ in $\underline{G}_1$ nach dem oben angegebenen Verfahren stufenweise bis zur kleinsten faktorisierten Zahl ($N = 2$) auf, so läßt sich die Gl.(3.55) als Produkt von Matrizen der Typen $\underline{P}$ bzw. $\underline{T}$, $\underline{G}_4$ und $\underline{G}_5$ schreiben und in Form eines FFT-Signalfußgraphen zeichnerisch darstellen. Bei einer Anzahl von Eingangsgrößen $N = 2^k$ sind $k-1$ Rechenstufen erforderlich.

Durch das beschriebene Verfahren wird eine DFT von $N = 2^k$ Eingangswerten durch $N/2 \lg(N)$ DFTs von 2 Eingangswerten, $N \lg(N/2)$ Multiplikationen und bei geeigneter Zusammenfassung von Matrizen der Typen $\underline{T}$ und $\underline{P}$ durch $k+1$ Permutationen realisiert. Bild 3-8 zeigt als Beispiel den FFT-Signalfußgraphen für eine FFT von 8 Eingangswerten.



$$u = \frac{1}{\sqrt{2}} ; \quad v = \frac{1}{\sqrt{2}} \epsilon^4 = -\frac{1}{\sqrt{2}}$$

Bild 3-8: Signalfußgraph für eine FFT von 8 Eingangswerten
(Es ist $\epsilon = \exp(-j2\pi/N)$)

Der in Bild 3-8 gestrichelt eingekreiste Teilgraph ist eine immer wiederkehrende Grundoperation beim FFT-Algorithmus für Zweierpotenzen (im engl. "Butterfly"). Im folgenden werden diese Butterfly-Teilgraphen nicht mehr beschriftet.

Der entwickelte Signalflußgraph der FFT besteht aus drei unterschiedlichen Typen von Teilgraphen, welche durch die Matrizen $\underline{P}$ bzw. $\underline{T}$, $\underline{G}_4$ und $\underline{G}_5$ beschrieben werden. Die durch $\underline{P}$ bzw. $\underline{T}$ beschriebenen Teile des FFT-Signalflußgraphen bewirken eine Abbildung des N-zeiligen Vektors von Eingangsgrößen $\underline{U} = (u_0 \ u_1 \ \dots \ u_{N-1})^T$ in einen N-zeiligen permutierten Vektor $\underline{V} = \underline{P} \underline{U}$ bzw. $\underline{V} = \underline{T} \underline{U} = (v_0 \ v_1 \ \dots \ v_{N-1})^T$. Bild 3-9 zeigt ein willkürlich gewähltes Beispiel für die Darstellung dieses Teilgraphen. In Bild 3-9b ist der Flußgraph für ein Mikrowellenschaltfeld aus nicht verkoppelten idealen Wellenleitern angegeben. Der Vergleich beider Bilder zeigt, daß die Verknüpfung der Vektoren $\underline{U}$ und $\underline{V}$ als Torummernvertauschung /62/ in einem Mikrowellennetz interpretiert werden kann. Diese wiederum kann technisch z.B. durch ein Schaltfeld aus idealen Wellenleitern gleicher Länge realisiert werden.

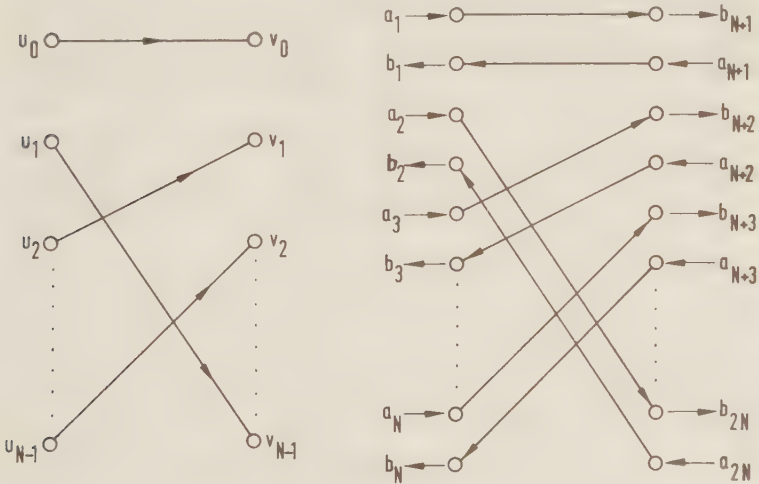


Bild 3-9: a) FFT-Teilgraph, beschrieben durch die Matrizen $\underline{P}$ bzw. $\underline{T}$.
b) Flußgraph für ein Mikrowellenschaltfeld, bestehend aus idealen, nicht verkoppelten Leitungen gleicher Länge.

Die N-reihigen Diagonalmatrizen vom Typ G_4 beschreiben die Multiplikation jedes Eingangswertes x_k mit einem Drehzeiger $\epsilon^k = \exp(-j2\pi k/N)$. Bild 3-10a zeigt ein willkürlich gewähltes Beispiel für einen durch eine Matrix des Typs G_4 beschriebenen Teil des FFT-Signalfußgraphen. In Bild 3-10b ist der Flußgraph eines Mikrowellen-2N-Tores dargestellt, welches durch die Zusammenfassung N untereinander entkoppelter 2-Tore (Phasenschieber) gebildet wird. Ein Vergleich der beiden Flußgraphen zeigt, daß die in Bild 3-10b dargestellten Phasenschieber eine physikalische Realisierung der - durch den FFT-Teilgraphen beschriebenen - mathematischen Verknüpfungsoperationen ermöglichen, sofern sie verlustfrei und eigenreflexionsfrei sind.

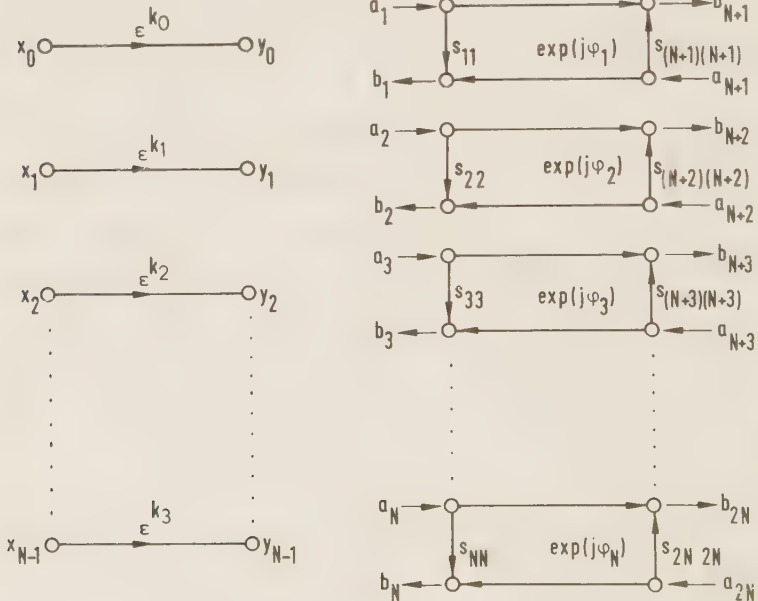


Bild 3-10: a) FFT-Teilgraph, beschrieben durch eine Matrix vom Typ G_4 .
b) Flußgraph eines Mikrowellen-2N-Tores, bestehend aus N Phasenschiebern.

Die N-reihige quadratische Matrix G_5 entsteht durch diagonale Anordnung der 2-reihigen quadratischen Untermatrizen π nach Gl.(3.54). π beschreibt die Bildung der Summe und der Differenz eines Paares von Eingangswerten. Dieses ist eine immer wiederkehrende Grundoperation beim FFT-Algorithmus für Zweierpotenzen. Bild 3-11a zeigt den durch die Matrix G_5 beschriebenen Teil des FFT-Signalfußgraphen. Ein einzelnes Grundelement des Signalfußgraphen ist in Bild 3-11b dargestellt. Dieses Element wird dem Flußgraphen eines allgemeinen Mikrowellen-4-Tores gegenübergestellt. Dabei zeigt sich, daß das Mikrowellen-4-Tor eine physikalische Realisierung der - durch das Grundelement des Teilgraphen G_5 beschriebenen - mathematischen Verknüpfung darstellt, wenn

- alle Reflexionsfaktoren des 4-Tores Null sind,
- die Tore 1 und 2 sowie 3 und 4 des 4-Tores entkoppelt sind und
- wenn weiterhin die Transmissionsfaktoren des 4-Tores durch

$$s_{13} = s_{31} = s_{14} = s_{41} = s_{23} = s_{32} = 1/\sqrt{2}$$

bzw.

$$s_{24} = s_{42} = -1/\sqrt{2}$$

gegeben sind.

Ein 4-Tor mit den oben beschriebenen Eigenschaften ist das in Abschnitt 3.2 besprochene ideale π -Hybrid.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß das zu erstellende Mikrowellen-Teilnetz N_β aus einer Kettenschaltung von Unternetzen aufgebaut werden kann. Diese Unternetze sind:

- Schaltfelder (z.B. aus idealen, nicht verkoppelten Leitungen),
- 2N-Tor-Unternetze, die aus N idealen Phasenschiebern bestehen,
- 2N-Tor-Unternetze, die N/2 ideale π -Hybride zusammenfassen.

Es soll an dieser Stelle schon darauf hingewiesen werden, daß die bei der technischen Realisierung des Mikrowellennetzes benötigten

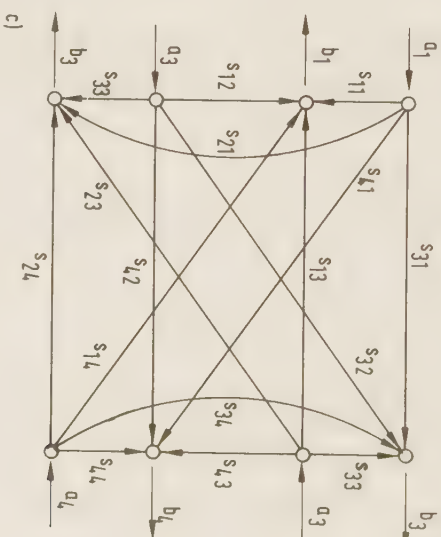
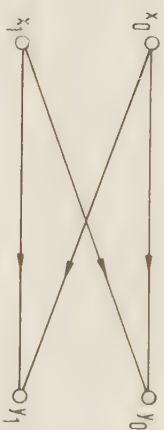
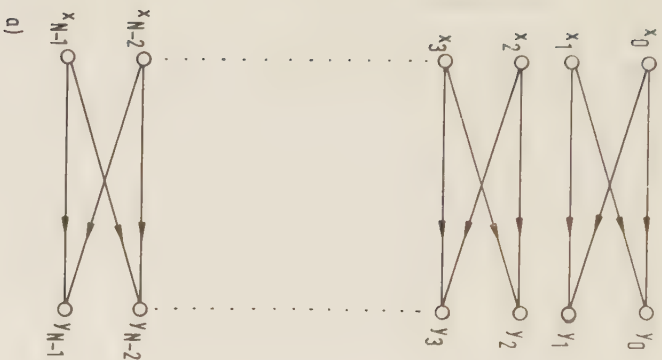


Bild 3-11: a) FFT-Teilgraph, beschrieben durch die Matrix G_5 .
 b) Grundelement dieses Teilgraphen.
 c) Flußgraph eines Mikrowellen-4-Tores.

idealen π -Hybride durch eine geeignete Zusammenschaltung sog. $\pi/2$ -Hybride mit 90° -Phasenschiebern synthetisierbar sind. Von dieser Möglichkeit wurde bei der Herstellung des Mikrowellen-Abbildungsnetzwerkes Gebrauch gemacht.

Bild 3-12 zeigt als Beispiel ein Teilnetz des Typs N_β mit $N = 8$ Eingangs- bzw. Ausgangstoren.

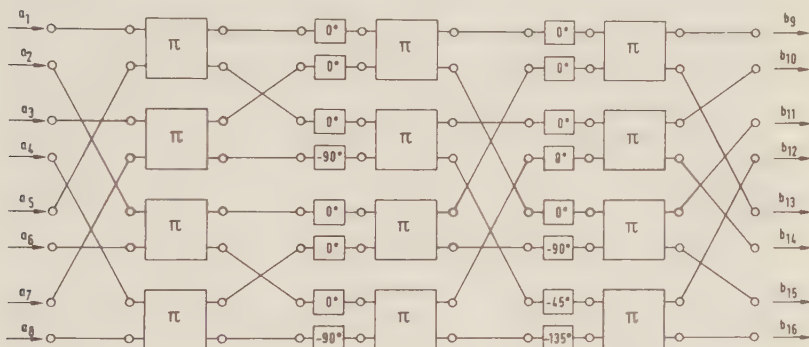


Bild 3-12: Teilnetz N_8 mit $N = 8$ Eingangstoren und Ausgangstoren.

In Tabelle 3-1 ist der zur Realisierung des Teilnetzes N_β notwendige Bedarf an Mikrowellenbauteilen, sowohl für das in Bild 3-12 gezeichnete Netz mit 8 Eingangs- bzw. Ausgangstoren, als auch für Netze mit $N = 16$ und $N = 32$ Eingangs- bzw. Ausgangstoren zusammengestellt.

In den Spalten a) sind die Zahlen der benötigten Bauteile für die Schaltungskonzeption nach Abschnitt 3.4.1 aufgeführt (Schaltung A). In den Spalten b) sind die entsprechenden Zahlen für das in Abschnitt 3.4.2 beschriebene optimierte Schaltungskonzept (Schaltung B) angegeben. Es ist erkennbar, daß die Zahl der für die Schaltung A notwendigen Mikrowellenbauteile mit steigender Zahl der Eingangs- bzw. Ausgangstore unverhältnismäßig groß wird. Im Gegensatz dazu erscheint der Bauteilebedarf für die Schaltung B vertretbar. Ein weiterer Vorteil der Schaltung B liegt darin, daß

die benötigten π -Hybride mit geringerem Aufwand herstellbar sind, als die zur Realisierung der Schaltung A notwendigen 3-Tore. (Es werden keine "Sümpfe" oder Widerstände benötigt).

N		Anzahl der benötigten			
		π -Hybride	Leistungs- teiler	Phasen- schieber	Schalt- netze
8	a)	-	56	64	1
	b)	12	-	16	4
16	a)	-	480	256	1
	b)	32	-	48	5
32	a)	-	1984	1024	1
	b)	80	-	128	6

Tabelle 3-1: Bauteilbedarf zur Realisierung des Teilnetzes N_B

Abschließend soll darauf hingewiesen werden, daß die entwickelte Schaltungskonzeption B für das Teilnetz N_B einer speziellen Form der in Kapitel 1 erwähnten Antennen-Speisenetzwerke entspricht. Es handelt sich um eine asymmetrisch aufgebaute Form der Butler-Matrix /66/. Der formale systematische Entwurf solcher Speisenetzwerke nach Butler wurde in der Literatur beschrieben (/67/,/68/). Ein Entwurfsprinzip nach Vorbild des FFT-Algorithmus wurde kürzlich in /69/ angegeben.

Interessant ist in diesem Zusammenhang, daß die Anwendung des FFT-Algorithmus in Form analoger Mikrowellenschaltungen (Butler-Matrix-Antennenspeisenetzwerke) schon einige Jahre vor der erstmaligen Veröffentlichung des Rechenalgorithmus durch COOLEY und TUCKEY /61/ in der Antennentechnik bei einer anderen Aufgabenstellung angewendet wurde.

4. ENTWURF UND NUMERISCHE UNTERSUCHUNG DES GESAMTSYSTEMS

4.0 Überblick

Ziel dieses Kapitels ist der Entwurf eines Abbildungssystems, mit dem sich die meßtechnische Untersuchung der Abbildungseigenschaften eines solchen Systems durchführen läßt und das unter den gegebenen wirtschaftlichen und technischen Randbedingungen realisierbar ist.

Bei der technischen Realisierung des Rekonstruktionsnetzwerkes werden "reale" Mikrowellenbauteile verwendet, deren Kenndaten (Streuparameter) von den Idealdaten des Netzwerk-Entwurfes abweichen. Es ist daher zu erwarten, daß auch das Abbildungsverhalten des "realen" Systems mehr oder weniger stark vom idealen Abbildungsverhalten abweicht. Wegen der Vielzahl der zur Realisierung notwendigen Mikrowellenbauteile - und damit der Fehlermöglichkeiten - ist der Einfluß einzelner Fehlerquellen auf die Abbildung nur sehr schwer oder überhaupt nicht abschätzbar. Eine solche Abschätzung wäre jedoch hilfreich bei der Auswahl bzw. notwendig für den Entwurf benötigter Mikrowellenbauteile.

Es wird deshalb eine numerische Untersuchung in Form einer Simulation des gesamten Abbildungssystems mit Hilfe eines Rechners durchgeführt. Aus den Ergebnissen der Simulation können Hinweise für die technische Realisierung des Abbildungssystems abgeleitet werden.

4.1 Festlegen der allgemeinen Systemdaten

Der Entwurf des Gesamtsystems muß sich an den räumlichen, technischen und finanziellen Randbedingungen orientieren. Festzulegende Systemdaten sind die Betriebsfrequenz, die Länge der Meßapertur, der Abstand der einzelnen Empfangsantennen in der Meßapertur (bzw. die Zahl der Meßpunkte) und der Abstand zwischen Objekt- und Aufnahmeebene (siehe Bild 4-1).

Die Wahl der Frequenz ist zunächst willkürlich. Kriterien für ihre Festlegung sind:

- Die erreichbare Auflösung wächst mit steigender Frequenz.

- Generatoren und Meßgeräte sollten für die gewählte Frequenz vorhanden sein.
- Die Herstellung zusätzlich benötigter Mikrowellenbauteile sollte technisch unproblematisch sein.

Die obenstehenden Forderungen führten zur Wahl einer Betriebsfrequenz von $f = 9,4 \text{ GHz}$.

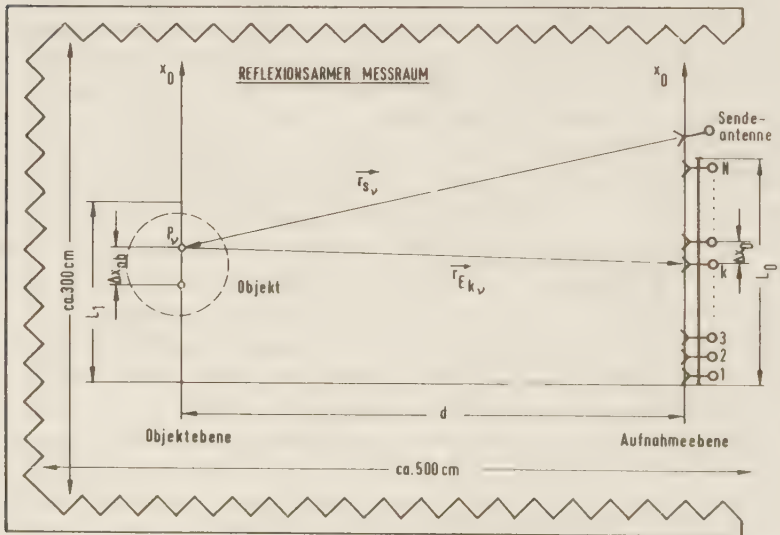


Bild 4-1: Zur Festlegung der Systemdaten des Abbildungssystems.

Die Länge der Aufnahmeapertur muß sich nach der Größe des zur Verfügung stehenden reflexionsarmen Meßraumes, der Frequenz und dem angestrebten Auflösungsvermögen richten. Für eine "zu lange" Aufnahmeapertur läßt sich bei vorgegebener Meßraumlänge und Frequenz die Fresnel-Bedingung nach Gl.(2.8) nicht erfüllen. Ist die Apertur "zu kurz", so ergibt sich eine nur geringe Auflösungsfähigkeit des Abbildungssystems.

Es wurde hier eine Aperturlänge von $L_0 = 144$ cm gewählt.

Die Zahl der Abtastpunkte N in der Aufnahmeapertur ist gleich der Anzahl der Bildpunkte und bestimmt somit direkt die Erkennbarkeit der Objektstrukturen. Zu "grobe" Abtastung hat außerdem - wie in Kapitel 2 dargelegt - große Überlagerungsfehler zur Folge. Weiterhin sind bei kleinem N und vorgegebener Aperturlänge nur kleine Bereiche in der Objektebene mehrdeutigkeitsfrei abbildbar. Mit steigender Zahl der Abtastwerte steigt andererseits der technische Aufwand bei der Realisierung des Systems sehr stark an. Dies gilt insbesondere für das Mikrowellennetzwerk (siehe Tabelle 3-1).

Aus den obenstehenden Überlegungen heraus wurde als Kompromiß die Zahl der Abtastwerte auf $N = 16$ festgelegt.

Teilt man die Aufnahmeapertur der Länge L_0 in N gleich lange Teilstücke auf, wobei jedes Teilstück durch eine Abtastantenne repräsentiert wird, so ergibt sich der Abstand Δx_0 zwischen den einzelnen Abtastantennen zu $\Delta x_0 = L_0/N = 9$ cm.

Mit den so festgelegten Größen der Frequenz, der Länge der Aufnahmeapertur und der Zahl der Meßpunkte in der Aufnahmeapertur läßt sich nach Gl.(2.8) der notwendige Mindestabstand zwischen Objekt- und Aufnahmeebene berechnen. Es ist $z'_{\min} \approx 406$ cm. Dieser Mindestabstand wird als Abstand d zwischen Objekt- und Aufnahmeebene festgelegt.

Mit den bisher festgelegten Systemdaten ergibt sich die Auflösungszellengröße (Rayleigh-Kriterium) nach Gl.(2.1) zu $\delta = \Delta x_1 = 9$ cm und der mehrdeutigkeitsfreie Bereich in der Objektebene zu $L_1 = N \Delta x_1 = 144$ cm.

In Tabelle 4-1 sind alle Parameter des Abbildungssystems nochmals zusammengefaßt.

Länge der Aufnahmeapertur	$L_0 = 144$ cm
Betriebsfrequenz	$f = 9,4$ GHz
Zahl der Abtast- bzw. der Bildpunkte	$N = 16$
Abstand der Empfangsantennen	$\Delta x_0 = 9$ cm
Abstand zwischen Objekt- und Aufnahmeebene	$d = 406$ cm
Auflösungszelle nach Rayleigh-Kriterium	$\Delta x_1 = 9$ cm
Eindeutig abbildbarer Bereich	$L_1 = 144$ cm

Tabelle 4-1: Zusammenstellung der Systemgrößen.

4.2 Das Mikrowellennetzwerk

Der Entwurf des Mikrowellennetzwerkes erfolgt in Anlehnung an die in Kapitel 3 entwickelten Schaltungskonzepte.

Zum Aufbau des Teilnetzes N_α werden 16 Phasenschieber benötigt. Die Berechnung der Phasenwerte erfolgt nach Gl.(3.28). Es zeigt sich, daß die berechneten Werte teilweise sehr viel größer als 360° sind. Da hier mit einer festen Betriebsfrequenz gearbeitet wird, reicht es aus, die Phasenwerte modulo 360° zu realisieren. Eine Zusammenstellung der berechneten Phasenwerte zeigt die Tabelle 4-2.

Phasenschieber Nr.	ψ /Grad	ψ /Grad mod. 360°
1	0,00	0,00
2	11,26	11,26
3	46,02	46,02
4	101,30	101,30
5	180,10	180,10
6	281,40	281,40
7	405,20	45,20
8	551,50	191,50
9	720,40	0,40
10	911,70	191,70
11	1125,60	45,60
12	1362,00	282,00
13	1620,80	180,80
14	1902,20	102,20
15	2206,10	46,10
16	2532,60	12,60

Tabelle 4-2: Zusammenstellung der Phasenwerte für die Phasenschieber des Teilnetzes N_α .

Nach den Betrachtungen in Kapitel 3 erscheint es sinnvoll, für das Teilnetz N_β das optimierte Schaltungskonzept gemäß Kap. 3.4.2 zu wählen. Die stufenweise Entwicklung des idealen Mikrowellennetzes aus dem FFT-Signalflußgraphen für $N = 16$ wird im folgenden anhand der Bilder 4-2 bis 4-7 aufgezeigt.

Bild 4-2 zeigt den FFT-Signalfußgraphen für $N = 16$, entworfen nach den in Kapitel 3.4.2 entwickelten Vorschriften.

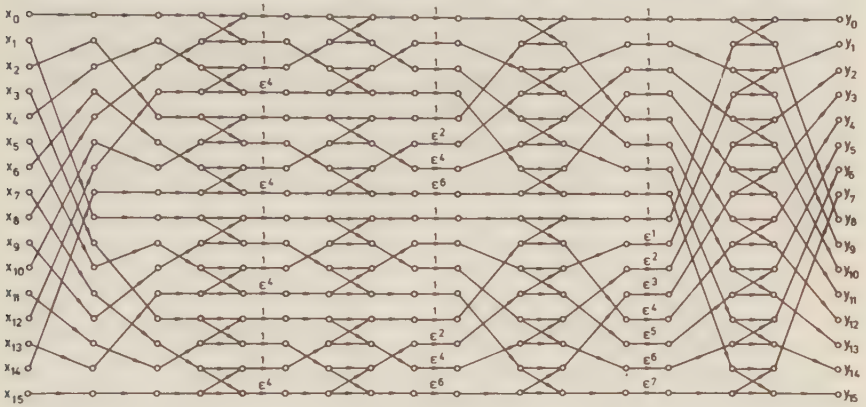


Bild 4-2: FFT-Signalfußgraph für $N = 16$ (nach Kapitel 3.4.2)

Durch Zusammenfassen von Permutations-Teilgraphen (z.B. der ersten 3 Teilgraphen in Bild 4-2) entsteht zunächst der vereinfachte FFT-Signalfußgraph nach Bild 4-3.

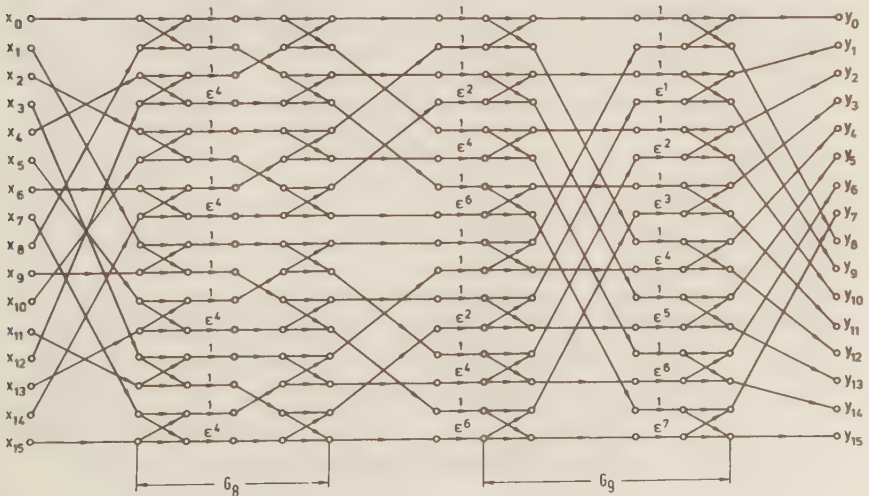


Bild 4-3: Vereinfachter FFT-Signalfußgraph für $N = 16$.

Im Hinblick auf eine möglichst einfache Realisierung des Mikrowellennetzwerkes wird nun versucht, den FFT-Signalflußgraphen durch geschickte Transformationen so zu strukturieren, daß nach Möglichkeit gleiche und einfache Teilgraphen entstehen. Dieses ist erreichbar, indem man den in Bild 4-3 mit G_9 bezeichneten Teil des Graphen durch Hinzufügen von Permutationsgraphen und durch zusätzliche Phasentransformationen so umformt, daß wieder um ein Teilgraph wie der in Bild 4-3 mit G_8 bezeichnete entsteht. Das Ergebnis der vorstehend genannten Transformationen zeigt Bild 4-4.

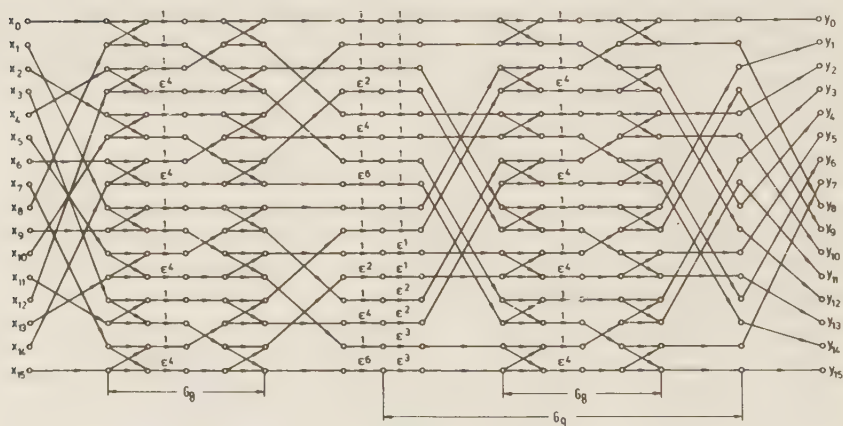


Bild 4-4: Umgeformter FFT-Signalflußgraph für $N = 16$.

Durch Zusammenfassen von Teilgraphen (z.B. der letzten beiden Permutationsteilgraphen in Bild 4-4) entsteht ein nochmals vereinfachter Signalflußgraph, der zweimal den Teilgraphen G_8 enthält (Bild 4-5). Jeder dieser Teilgraphen G_8 ist aus 4 gleichen Untergraphen zusammengesetzt, die jeweils eine Zuordnung zwischen 4 Eingangsgrößen und 4 Ausgangsgrößen herstellen.

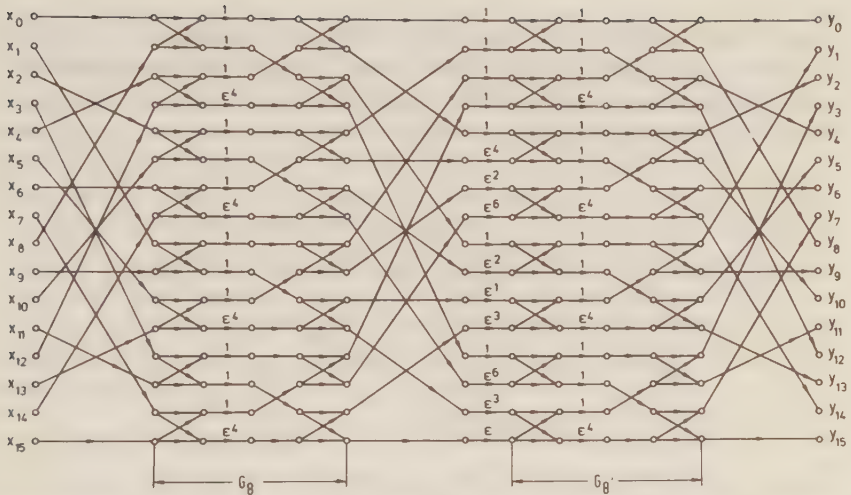


Bild 4-5: Nochmals vereinfachter Signalflußgraph (endgültige Form).

Der FFT-Signalflußgraph nach Bild 4-5 beschreibt die Transformation des Eingangsvektors X in den Ausgangsvektor Y . Physikalisch kann diese Transformation durch ein - aus idealen Bauteilen bestehendes - Mikrowellennetzwerk realisiert werden, welches aus 6 in Kette geschalteten Teilnetzen besteht (Bild 4-6).

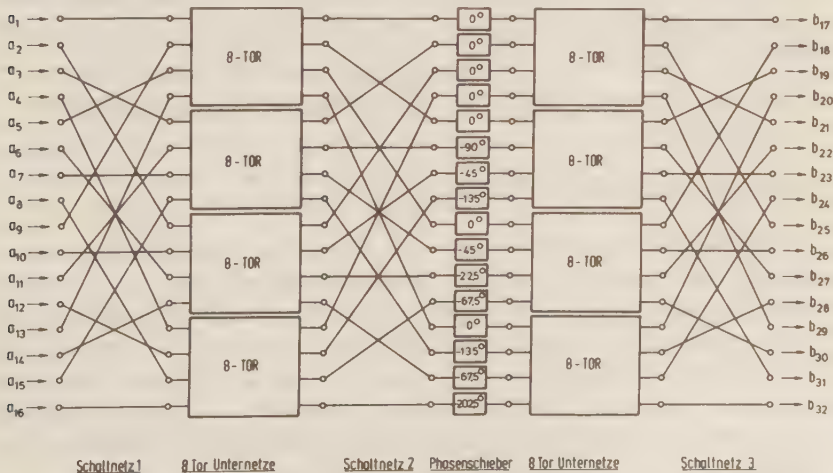


Bild 4-6: Ideales Mikrowellennetzwerk zur physikalischen Realisierung einer FFT von 16 Eingangswerten.

Drei dieser Teilnetze sind Schaltnetze, zwei Teilnetze bestehen aus je vier gleichen 8-Tor-Unternetzen und ein weiteres Teilnetz enthält 16 Phasenschieber. Die Struktur der genannten 8-Tor-Unternetze zeigt Bild 4-7.

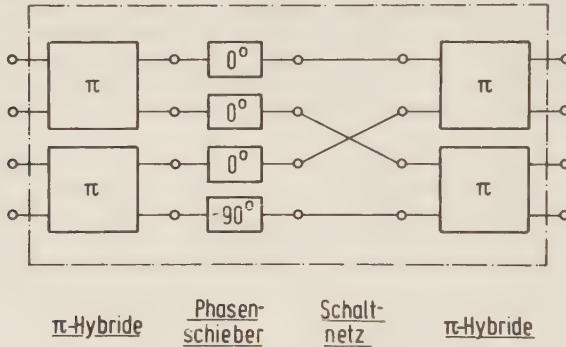


Bild 4-7: Aufbau der in Bild 4-6 dargestellten 8-Tor-Unternetze.

Jedes der 8-Tor-Unternetze besteht aus vier π -Hybriden, vier Phasenschiebern und einem Schaltfeld. Die Phasenwerte der im Teilnetz N_8 enthaltenen Phasenschieber können den Bildern 4-6 und 4-7 entnommen werden.

Die technische Realisierung des Mikrowellennetzes wird im Kapitel 5 besprochen.

4.3 Numerische Untersuchung des Abbildungssystems

Zur Abschätzung und Bewertung der zahlreichen Systemkomponenten auf das Abbildungsverhalten, wird eine Rechnersimulation des Abbildungssystems durchgeführt. Betrachtet werden Abbildungsfehler, welche durch nicht ideale Rekonstruktion als Folge des hierzu verwendeten realen Netzwerkes entstehen. Es ist so möglich, die Auswirkungen einzelner Einflußgrößen auf die Abbildungseigenschaften zu untersuchen und ihren Beitrag zum gesamten Abbildungsfehler abzuschätzen.

Eine weitere Anwendung der Rechnersimulation ist die Untersuchung

der Darstellbarkeit und Auflösbarkeit von Objektstrukturen. Bei inkohärenter Abbildung und für den Fall kontinuierlicher Erfassung, Verarbeitung und Darstellung, können bekannte Kriterien zur Definition des Begriffes "Auflösung" herangezogen werden (z.B. das Rayleigh-Kriterium). Im vorliegenden Anwendungsfall ist das Ergebnis der Rekonstruktion eine diskontinuierliche Bildfunktion. Der Abstand benachbarter Bildfunktionswerte entspricht dabei gerade einer Auflösungszellenbreite nach dem Rayleigh-Kriterium. Bei dieser Art der Darstellung läßt sich für die Definition der Auflösung das Rayleigh-Kriterium nur in modifizierter Form anwenden. Untersuchungen zur Auflösung werden in Abschnitt 4.3.2 durchgeführt.

4.3.1 Das Rechenprogramm

Das Rechenprogramm zur Durchführung der Simulation des Abbildungssystems ist als Dialogprogramm konzipiert. Sein Ablauf erfolgt in den folgenden Schritten:

- Eingabe der Systemdaten.

Dieses sind die geometrischen und elektrischen Beschreibungsgrößen des Systems wie z.B. Lage und Amplitude der einzelnen abzubildenden Streuzentren, Länge der Empfangsapertur und Betriebsfrequenz, aber auch die Struktur des Mikrowellennetzes.

- Berechnung der durch ein Objekt hervorgerufenen Feldverteilung an den Meßpunkten der Empfangsapertur.

Unter Zugrundelegung der in Bild 4-1 festgelegten Geometrien und mit der Annahme skalarer Feldgrößen ergibt sich das Feld U_k am Ort der k-ten Empfangsantenne, hervorgerufen durch den v-ten Streukörper in der Objektebene zu

$$U_k^{(v)} = U(P_v) K_v \frac{\exp(-jkr_{E_{kv}})}{r_{E_{kv}}} \quad (4.1)$$

Das Objekt wird beschrieben durch m punktförmige Steuzentren. Damit kann das Feld an der k-ten Empfangsantenne folgendermaßen

berechnet werden:

$$U_k = \sum_{v=1}^m U_k^{(v)} = \sum_{v=1}^m K_v U(P_v) \frac{\exp(-jkr_{E_{kv}})}{r_{E_{kv}}} \quad (4.2)$$

In den Gln.(4.1) und (4.2) sind $U(P_v)$ komplexe, skalare Feldgrößen, die das abzubildende Objekt beschreiben. Die Größen K_v sind Konstanten. Das Feld $U(P_v)$ ist gemäß

$$U(P_v) = C_s \frac{\exp(-jkr_{S_v})}{r_{S_v}} \quad (4.3)$$

von der Stellung der Beleuchtungsantenne relativ zur Empfangsapertur abhängig. Diese Abhängigkeit kann in die Simulation mit einbezogen werden.

Nach Gl.(3.4) sind die Feldgrößen U_k proportional zu den zulaufenden Wellengrößen a_k an der Torgruppe 1 des Mikrowellennetzes. Die Werte a_k werden mit einem passenden Faktor normiert und zwischengespeichert.

- Berechnung der Streumatrix des Mikrowellennetzes.

Es kann die Streumatrix unterschiedlich strukturierter Mikrowellennetze, deren Daten im Dialog vom Bildschirm oder von einer Datendatei eingelesen werden, berechnet werden. Die Berechnung erfolgt nach den in /62/ angegebenen Verfahren.

- Berechnung der an den Toren der Torgruppe 4 auslaufenden Wellengrößen.

Die Berechnung der auslaufenden normierten Wellengrößen b'_{k+N} erfolgt durch Multiplikation der Spalte der normierten zulaufenden Wellengrößen A' mit der Streumatrix des Mikrowellennetzes. Der Betrag der auslaufenden normierten Wellengrößen stellt die gesuchte diskontinuierliche Bildfunktion dar.

- Ausgabe der Ergebnisse

Die Ergebnisse der Simulation können wahlweise zahlenmäßig oder - unter Zuhilfenahme eines Zeichenprogrammes - in Form einer Zeichnung ausgegeben werden. Bei der zeichnerischen Darstellung werden die einzelnen Bildfunktionswerte durch senkrechte, nebeneinander angeordnete Striche dargestellt, deren Länge den normierten Bildfunktions-Amplitudenwerten entspricht. Zur Verbesserung der Anschaulichkeit wird eine Interpolationsfunktion I durch die berechneten Bildfunktionswerte gelegt. Es sei x_B die Bildkoordinate. Der Abstand zwischen den einzelnen Bildfunktionswerten b' betrage δx . Die oben genannte Interpolationsfunktion ergibt sich dann zu

$$I(x_B) = \sum_{m=1}^N b'(m\delta x) \frac{\sin(\pi \frac{x_B - \delta x}{\delta x})}{\pi (\frac{x_B - \delta x}{\delta x})} \quad (4.4)$$

Diese Interpolationsfunktion weist an den Stellen der Funktionsmaxima Ähnlichkeiten mit der bei kontinuierlicher Abbildung entstehenden Bildfunktion auf, ist mit dieser jedoch nicht identisch.

Die Bildfunktionswerte werden auf das Maximum der Interpolationsfunktion normiert. Bei der Darstellung einer bestimmten Einflußgröße durch mehrere Zeichnungen, werden die Bildfunktionswerte auf das größte Maximum der verschiedenen Interpolationsfunktionen normiert.

4.3.2 Untersuchungen zum Auflösungsvermögen

Im vorliegenden Fall der diskontinuierlichen Erfassung und Verarbeitung des Objektwellenfeldes ist die rekonstruierte Bildfunktion nicht nur von der Struktur des abzubildenden Objektes, sondern auch von der Stellung des Objektes in der Objektebene abhängig.

Während bei der kontinuierlichen Abbildung mit inkohärenten Wellen die Auflösungsgrenze δ durch das Rayleigh-Kriterium (Gl.(2.1)) gegeben ist, kann bei der diskontinuierlichen Abbildung das Rayleigh-

Kriterium nur in modifizierter Form angewendet werden. Der Begriff "Auflösung" werde für den Fall der diskontinuierlichen Abbildung folgendermaßen definiert:

Das abzubildende Objekt bestehe aus zwei punktförmigen Streuzentren gleicher Amplitude und gleicher Phase, deren gegenseitiger Abstand Δx_{ob} betrage.

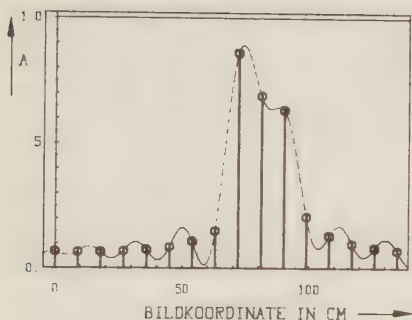
Auflösung liegt vor, wenn bei einem festen Abstand der Streuzentren - bei beliebiger Stellung des Objektes im mehrdeutigkeitsfreien Teil der Objektebene - aus der diskontinuierlichen Bildfunktion zwei getrennte Streuzentren erkennbar sind. Dieses ist der Fall, wenn die diskontinuierliche Bildfunktion zwei - nicht notwendigerweise gleich große - Maxima besitzt, zwischen denen mindestens ein Bildfunktionswert liegt, der kleiner als das kleinere dieser Maxima ist.

Anhand der durch Rechnersimulation erstellten Bilder 4-8, 4-9 und 4-10 läßt sich das theoretische Auflösungsvermögen des hier behandelten Abbildungssystems näherungsweise bestimmen. Für die folgenden Rekonstruktionen wird das Mikrowellennetzwerk als ideal angenommen. Simuliert wird die Abbildung eines Objektes (2 punktförmige Streuzentren gleicher Amplitude und gleicher Phase im Abstand Δx_{ob}) an vier verschiedenen Stellen in der Objektebene. Das Objekt wird von Einzelbild zu Einzelbild um die Länge $\delta/4$ verschoben (δ = Rayleigh-Abstand). Versuche mit unterschiedlichen Schrittweiten haben gezeigt, daß die hier gewählte Schrittweite für die Beurteilung des Auflösungsvermögens ausreicht.

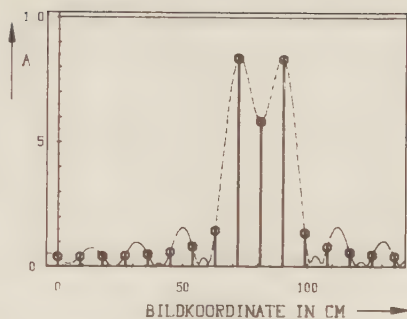
Bild 4-8 zeigt die Bildfunktionen für einen Abstand der Streukörper von $\Delta x_{ob} = 1,5\delta = 13,5$ cm. Nur in Bild 4-8b und Bild 4-8c sind zwei getrennte Objekte erkennbar. Insgesamt ist die obenstehende Auflösungsdefinition jedoch nicht erfüllt. Die beiden Streuzentren sind nicht auflösbar.

Bild 4-9 zeigt die Bildfunktionen für einen Abstand der Streukörper von $\Delta x_{ob} = 2\delta = 18$ cm. Es zeigt sich, daß hier die Auflösungsdefinition gerade noch erfüllt ist (siehe Bild 4-9c). Der Abstand $\Delta x_{ob} = 2\delta$ kann somit als Grenzabstand betrachtet werden, den zwei gleich große, gleichphasige Streuzentren haben müssen, um im Bild aufgelöst werden zu können. (Auflösungsgrenze).

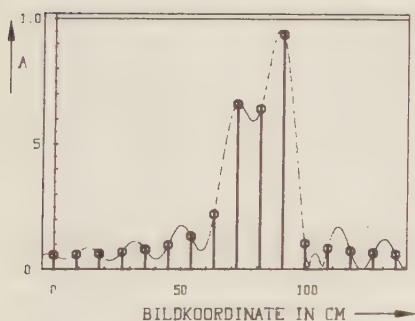
Bild 4-10 zeigt die Bildfunktionen für einen Abstand der Streuzentren von $\Delta x_{ob} = 2,5\delta = 22,5$ cm. Hier läßt sich für alle dargestellten Objektstellungen aus der diskontinuierlichen Bildfunktion das Vorhandensein zweier Streuzentren erkennen.



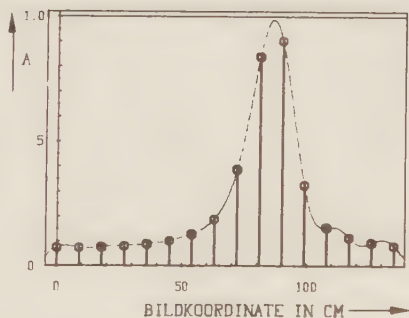
a) $x_{ob1} = 72 \text{ cm}$; $x_{ob2} = 85,5 \text{ cm}$



b) $x_{ob1} = 74,25 \text{ cm}$; $x_{ob2} = 87,75 \text{ cm}$



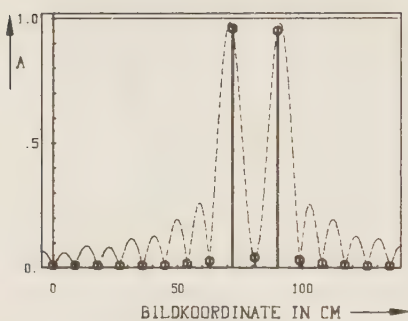
c) $x_{ob1} = 76,5 \text{ cm}$; $x_{ob2} = 90 \text{ cm}$



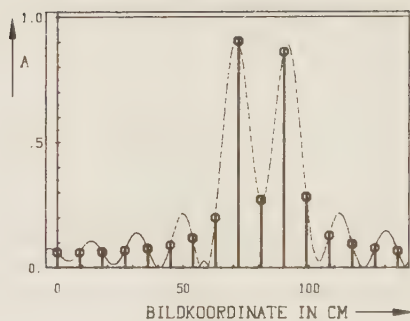
d) $x_{ob1} = 78,75 \text{ cm}$; $x_{ob2} = 92,25 \text{ cm}$

Bild 4-8: Zur Untersuchung des Auflösungsvermögens.

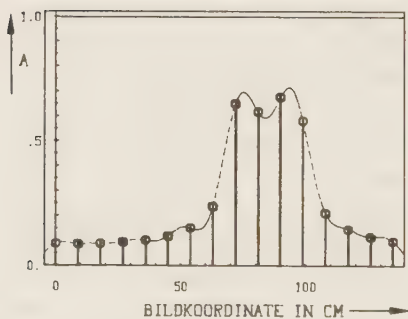
Bildfunktionen bei Abbildung zweier Streuzentren im gegenseitigen Abstand von $\Delta x_{ob} = 1,5\delta = 13,5 \text{ cm}$ für verschiedene Stellungen des Objektes in der Objektebene.



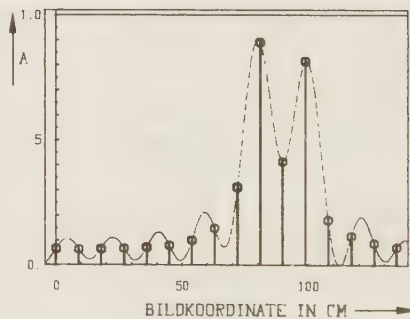
a) $x_{ob1}=72$ cm; $x_{ob2}=90$ cm



b) $x_{ob1}=74,25$ cm; $x_{ob2}=92,25$ cm



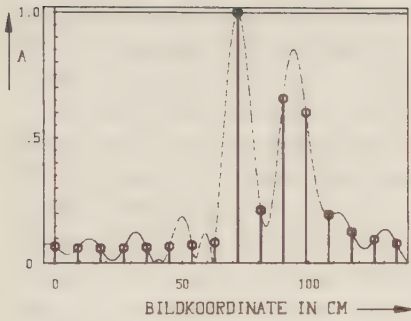
c) $x_{ob1}=76,5$ cm; $x_{ob2}=94,5$ cm



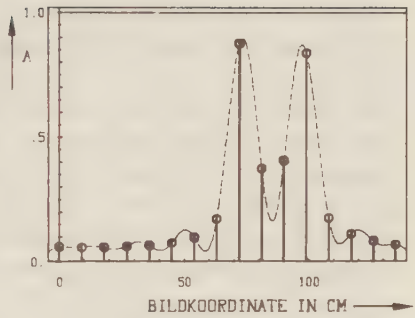
d) $x_{ob1}=78,75$ cm; $x_{ob2}=96,75$ cm

Bild 4-9: Zur Untersuchung des Auflösungsvermögens.

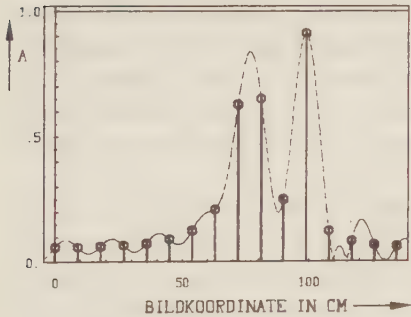
Bildfunktion bei Abbildung zweier Streuzentren im gegenseitigen Abstand von $\Delta x_{ob} = 26 = 18$ cm für verschiedene Stellungen des Objektes in der Objektebene.



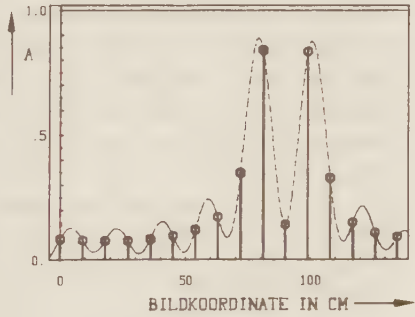
a) $x_{ob1} = 72 \text{ cm}$; $x_{ob2} = 94,5 \text{ cm}$



b) $x_{ob1} = 74,25 \text{ cm}$; $x_{ob2} = 96,75 \text{ cm}$



c) $x_{ob1} = 76,5 \text{ cm}$; $x_{ob2} = 99 \text{ cm}$



d) $x_{ob1} = 78,75 \text{ cm}$; $x_{ob2} = 101,25 \text{ cm}$

Bild 4-10: Zur Untersuchung des Auflösungsvermögens.

Bildfunktionen bei Abbildung zweier Streuzentren im gegenseitigen Abstand von $\Delta x_{ob} = 2,5\delta = 22,5 \text{ cm}$ für verschiedene Stellungen des Objektes in der Objektebene.

4.3.3 Untersuchung des Einflusses einiger Netzwerkparameter auf das Abbildungsverhalten.

Bei der Rekonstruktion mit Hilfe eines aus nicht idealen Bauteilen bestehenden Mikrowellennetzwerkes entstehen Abbildungsfehler. Im folgenden wird anhand einiger Beispiele der Einfluß realer Bauteileigenschaften auf die Abbildungseigenschaften des Systems untersucht. Zu diesem Zweck werden die Bildfunktionen (das Mikrowellenbild) eines bekannten Objektes berechnet, und zwar für Rekonstruktions-Netzwerke, bei denen einzelne Netzwerkparameter vom Sollwert abweichen. Ein Vergleich dieser "realen" Bildfunktionen mit einer "idealen" Bildfunktion (entsteht bei Rekonstruktion des gleichen Objektes mit einem idealen Netzwerk) zeigt die auftretenden Abbildungsfehler.

Das in Kapitel 4.2 entworfene Mikrowellennetz besteht im wesentlichen aus zwei Bauteilgruppen, nämlich Phasenschiebern und π -Hybriden. Die bei beiden Bauteilgruppen auftretenden Fehler lassen sich prinzipiell in zwei Kategorien aufteilen. Zum einen können Fehler auftreten, deren Größe mehr zufälligen Charakter hat und deren Ursachen in Materialschwankungen und Herstellungsungenauigkeiten zu suchen sind. Durch die Nichtberücksichtigung bestimmter Einflußgrößen beim Entwurf von Bauteilen können zum anderen systematische Fehler auftreten.

Sofern es sich bei den Phasenschiebern um solche handelt, bei denen unterschiedliche Phasenwerte durch unterschiedliche elektrische Längen eines Wellenleiters erzeugt werden (Leitungsphasenschieber), lassen sich die auftretenden Phasenfehler im allgemeinen durch zufällige Fehlergrößen beschreiben. Dagegen treten die systematischen Fehler vorzugsweise bei den π -Hybriden auf. Der Grund hierfür ist die aufwendigere Struktur der π -Hybride, die, je nach Bauform, aus einer unterschiedlichen Zusammenschaltung mehrerer Wellenleiter bestehen. An den Koppelpunkten der Leitungen treten Leitungsdiskontinuitäten auf, die wiederum nur näherungsweise erfaßbar bzw. nur teilweise kompensierbar sind und deshalb als Ursache für das Auftreten systematischer Fehler gelten müssen.

Die Eigenschaften eines idealen π -Hybrides mit der in Bild 3-5 festgelegten Tornumerierung werden durch Gl.(3.24) beschrieben. Besonders starken Einfluß auf das Abbildungsverhalten haben die Streuparameter, welche die Transmission zwischen den Toren (1;2)

und (3;4) beschreiben. Für diese Streuparameter gilt idealerweise

$$|s_{31}| = |s_{32}| = |s_{41}| = |s_{42}| = 1/\sqrt{2} \quad (4.5)$$

und

$$\psi_{31} = \psi_{32} = \psi_{41} = \psi_{42} + 180^\circ \quad (4.6)$$

Um die Abweichungen vom Idealverhalten der π -Hybride beschreiben zu können, werden die Größen

$$\Delta a = 20 \lg \frac{|s_{42}|}{|s_{32}|} \text{ dB} \quad (4.7)$$

und

$$\Delta \psi = \psi_{42} - \psi_{32} + 180^\circ \quad (4.8)$$

eingeführt. Gl.(4.7) beschreibt die Amplitudenabweichung, Gl.(4.8) die Phasenabweichung vom Idealwert.

Im folgenden soll der Einfluß der Abweichung einzelner Netzwerkparameter vom Idealwert auf das Abbildungsverhalten anhand der Bilder 4-11 bis 4-15 aufgezeigt werden. Simuliert wird die Abbildung von zwei punktförmigen Streuzentren gleicher Amplitude und gleicher Phase, deren Abstand $\Delta x_{\text{ob}} = 2,5\lambda = 22,5 \text{ cm}$ beträgt. Zunächst werden die Phasenwerte des Teilnetzes N_α mit einem "zufälligen Fehler" beaufschlagt. Es wurden hierzu gleichverteilte Pseudo-Zufallszahlen zwischen 0 und 20, dann zwischen 0 und 30 und schließlich zwischen 0 und 40 erzeugt und jeweils zu den Phasensollwerten addiert. Mit den so gefundenen fehlerbehafteten Netzwerken wurden die Abbildungssimulationen durchgeführt, deren Ergebnisse in Bild 4-11 dar-

gestellt sind. Beim Vergleich der "realen" Bildfunktionen (Bild 4-11 b,c,d) mit der "idealen" Bildfunktion (Bild 4-11a), zeigt sich eine nur geringe Abweichung der Funktionen. Für die technische Realisierung bedeutet dies, daß nur geringe Genauigkeitsanforderungen an die Phasenschieber des Teilnetzes N_α zu stellen sind.

Läßt man für die Phasenschieber des Teilnetzes N_α nur eine bestimmte Anzahl von unterschiedlichen Phasenwerten zu, indem man den Phasenbereich von 0° bis 360° quantisiert in z.B. $2^3 = 8$ Stufen (3 Bit), $2^2 = 4$ Stufen (2 Bit) oder gar $2^1 = 2$ Stufen (1 Bit), so ergeben sich bei der Simulation die Bildfunktionen nach Bild 4-12 b,c,d. Der Vergleich mit der "idealen" Bildfunktion zeigt, daß im Falle der 3-Bit-Phasenquantisierung die "reale" und die "ideale" Bildfunktion sehr gut übereinstimmen. Die 2-Bit-Phasenquantisierung könnte für bestimmte Anwendungsfälle brauchbar sein, wogegen bei 1-Bit-Phasenquantisierung eine eindeutige Abbildung offensichtlich nicht mehr möglich ist. Interessant für die Anwendung könnte das Verfahren der Phasenquantisierung in den folgenden beiden Fällen sein:

- Bei der Herstellung des Teilnetzes könnte man sich auf eine feste (geringe) Anzahl unterschiedlicher Phasenschieber beschränken.
- Beim Aufbau des Teilnetzes aus extern steuerbaren Phasenschiebern (z.B. aus 3-Bit PIN-Dioden-Phasenschiebern), wäre die Möglichkeit gegeben, das Abbildungssystem auf verschiedene Entfernungen zu "fokussieren".

Beaufschlagt man die Phasenschieber des Teilnetzes N_β mit "zufälligen" Fehlern, so erhält man als Simulationsergebnis die Bildfunktionen nach Bild 4-13. Es zeigt sich, daß bis zu Phasenfehlern im Bereich zwischen 0° und 20° die "reale" und die "ideale" Bildfunktion nur geringfügig voneinander abweichen. Genauere Untersuchungen haben gezeigt, daß bei Phasenfehlern größer als etwa 20° in ungünstigen Fällen hohe Nebenzipfel der Bildfunktion auftreten können (z.B. Bild 4-13c), die die Abbildung zumindest unsicher machen. Insgesamt haben Phasenfehler im DFT-Teilnetz N_β einen wesentlich größeren Einfluß auf das Abbildungsverhalten, als dies

beim Fokussierungs-Teilnetz N_α der Fall war. Dieses muß bei der technischen Realisierung berücksichtigt werden.

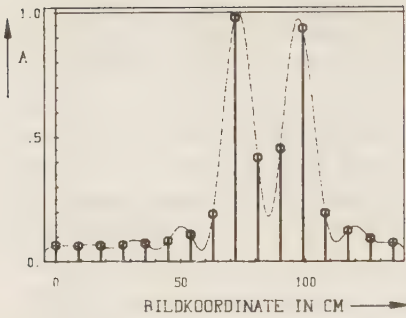
Die Bilder 4-14 und 4-15 zeigen die Simulationsergebnisse für den Fall, daß im Teilnetz N_β π -Hybride angenommen werden, welche mit systematischen Fehlern behaftet sind.

In Bild 4-14 sind Bildfunktionen dargestellt, welche sich bei Amplitudenabweichungen nach Gl.(4.7) von $\Delta a = 0,5$ dB; $\Delta a = 1,0$ dB und $\Delta a = 1,5$ dB ergeben. Der Vergleich mit der "idealen" Bildfunktion zeigt auch bei großen Amplitudenabweichungen nur geringe Differenzen im Bereich der Nebenzipfel.

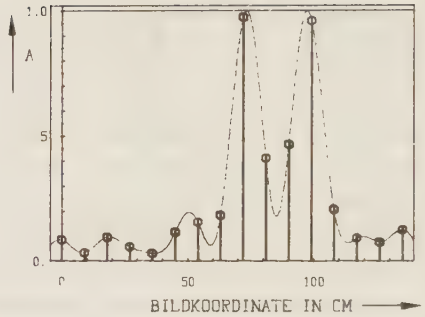
Bild 4-15 zeigt die Bildfunktionen bei Abweichungen von der Soll-Phasendifferenz $\Delta\psi = 0^\circ$ nach Gl.(4.8). Für einen Wert $\Delta\psi = 10^\circ$, der aufgrund von normalen Fertigungstoleranzen hingenommen werden muß, weicht die zugehörige Bildfunktion nur unwesentlich vom idealen Verlauf ab, aber auch bei größeren Phasenabweichungen von 20° und 30° ist die Abweichung nicht gravierend.

π -Hybride mit einer Amplitudenabweichung $\Delta a \lesssim 0,5$ dB und einer Phasenabweichung $\Delta\psi \lesssim 10^\circ$ sind für den hier verwendeten Frequenzbereich um 10 GHz im allgemeinen ohne größere Schwierigkeiten realisierbar.

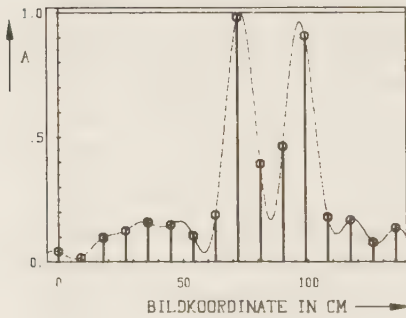
Die Ergebnisse der hier beschriebenen (aber auch anderer durchgeführter) Rechnersimulationen lassen erwarten, daß ein aus realen Mikrowellenbauteilen aufgebautes Mikrowellennetzwerk für den vorgesehenen Verwendungszweck mit tolerierbarem Aufwand herstellbar sein wird.



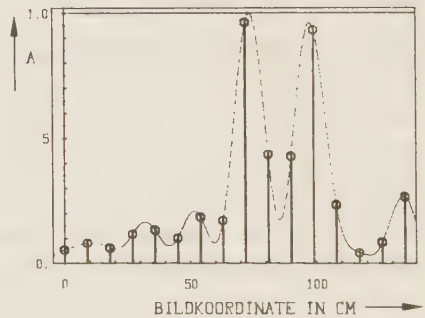
a) "ideale" Bildfunktion



b) Phasenfehler: $0^\circ \div 20^\circ$



c) Phasenfehler $0^\circ \div 30^\circ$

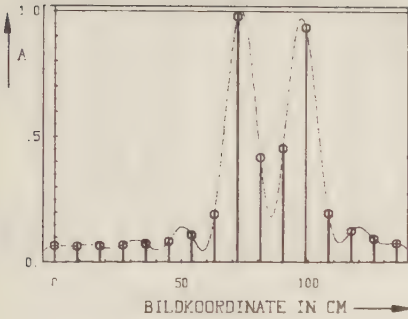


d) Phasenfehler: $0^\circ \div 40^\circ$

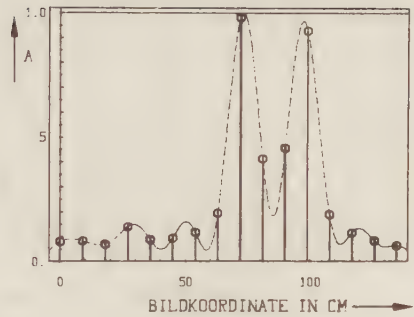
Bild 4-11: Zum Einfluß von fehlerbehafteten Phasenschiebern (Fehler zufälliger Art) des Teilnetzes N_α auf das Abbildungsverhalten.

Bildfunktionen für zwei punktförmige Streuzentren im gegenseitigen Abstand $\Delta x_{ob} = 2,58 = 22,5$ cm.

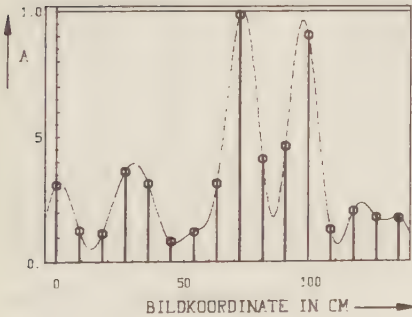
$x_{ob1} = 74,25$ cm; $x_{ob2} = 96,75$ cm



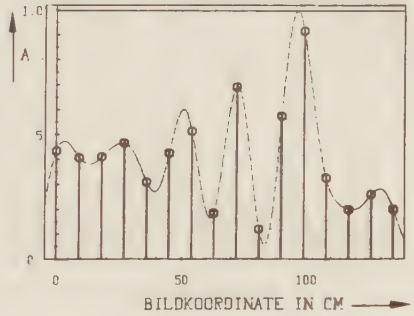
a) "ideale" Bildfunktion



b) 3-Bit-Phasenquantisierung

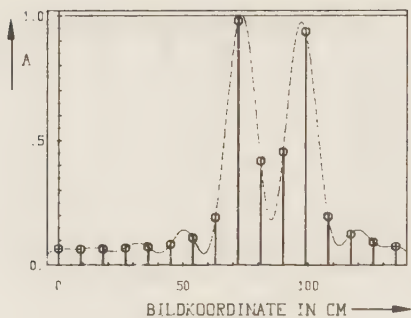


c) 2-Bit-Phasenquantisierung

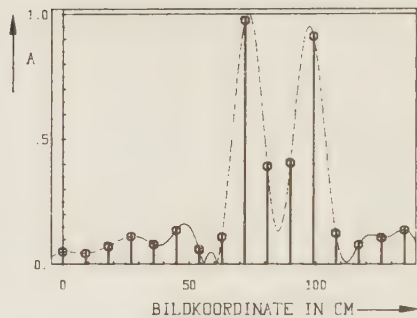


d) 1-Bit-Phasenquantisierung

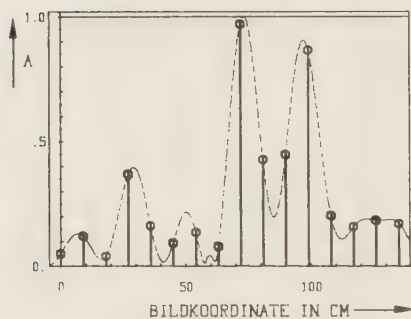
Bild 4-12: Zum Einfluß von fehlerbehafteten Phasenschiebern (Fehler durch Phasenquantisierung) des Teilnetzes N_α auf das Abbildungsverhalten.
Bildfunktionen für zwei punktförmige Streuzentren im gegenseitigen Abstand von $\Delta x_{ob} = 2,56 = 22,5$ cm.
 $x_{ob1} = 74,25$ cm; $x_{ob2} = 96,75$ cm



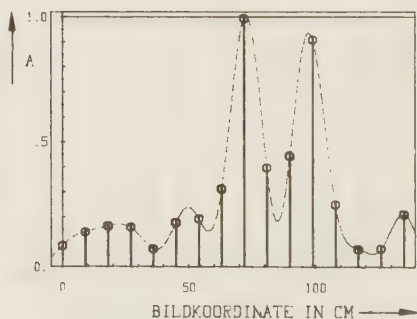
a) "ideale" Bildfunktion



b) Phasenfehler: $0^\circ \div 20^\circ$



c) Phasenfehler: $0^\circ \div 30^\circ$

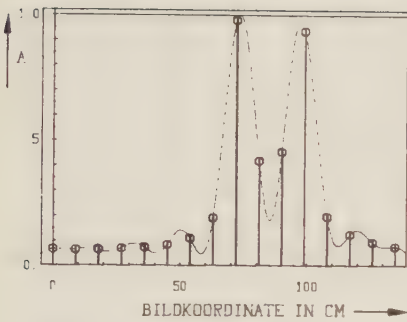


d) Phasenfehler: $0^\circ \div 40^\circ$

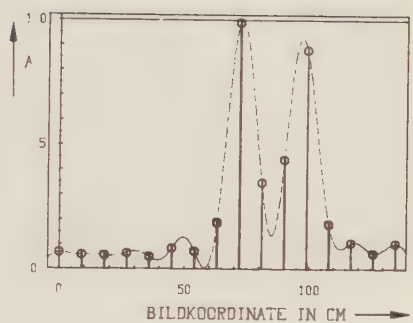
Bild 4-13: Zum Einfluß von fehlerbehafteten Phasenschiebern (Fehler zufälliger Art) des Teilnetzes N_β auf das Abbildungsverhalten.

Bildfunktionen für zwei punktförmige Streuzentren im gegenseitigen Abstand von $\Delta x_{ob} = 2,5\delta = 22,5$ cm.

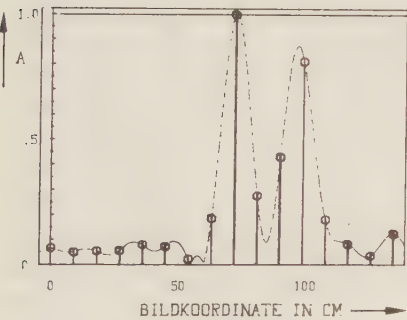
$x_{ob1} = 74,25$ cm; $x_{ob2} = 96,75$ cm



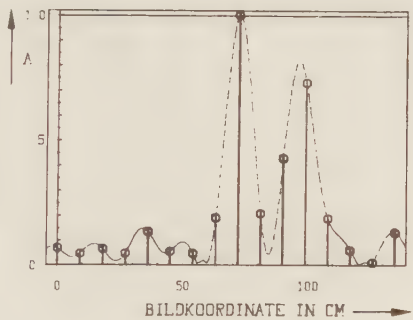
a) "ideale" Bildfunktion



b) $\Delta a = 0,5 \text{ dB}$



c) $\Delta a = 1,0 \text{ dB}$

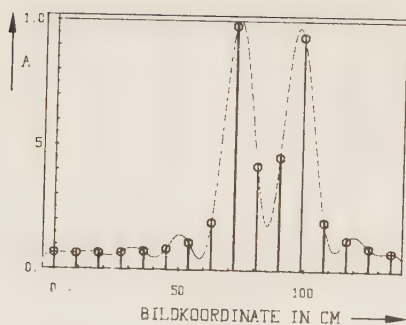


d) $\Delta a = 1,5 \text{ dB}$

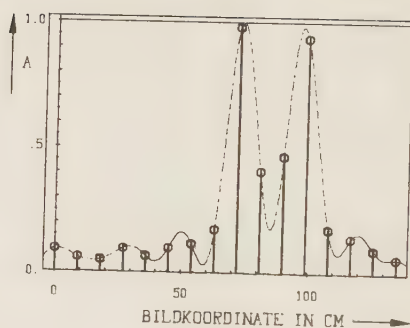
Bild 4-14: Zum Einfluß von nicht idealen π -Hybriden (Amplitudenabweichungen nach Gl.(4.7)) auf das Abbildungsverhalten.

Bildfunktionen für zwei punktförmige Streuzentren im gegenseitigen Abstand $\Delta x_{ob} = 2,5\lambda = 22,5 \text{ cm}$.

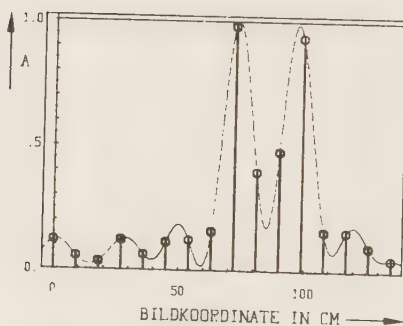
$x_{ob1} = 74,25 \text{ cm}$; $x_{ob2} = 96,75 \text{ cm}$



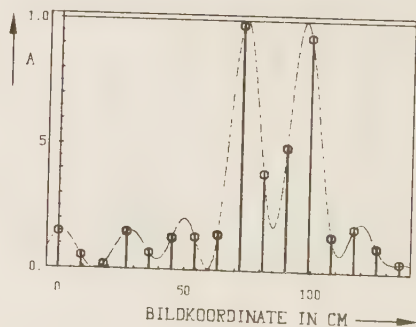
a) "ideale" Bildfunktion



b) $\Delta\psi = 10^\circ$



c) $\Delta\psi = 20^\circ$



d) $\Delta\psi = 30^\circ$

Bild 4-15: Zum Einfluß von nicht idealen π -Hybriden (Phasenabweichungen nach Gl.(4.8)) auf das Abbildungsverhalten. Bildfunktionen für zwei punktförmige Streuzentren im gegenseitigen Abstand $\Delta x_{ob} = 2,5\lambda = 22,5$ cm. $x_{ob1} = 74,25$ cm; $x_{ob2} = 96,75$ cm

5. TECHNISCHE REALISIERUNG UND MESSTECHNISCHE UNTERSUCHUNG DES ABBILDUNGSSYSTEMS

5.0 Überblick

Inhalt dieses Kapitels ist die Beschreibung der technischen Realisierung des in Kapitel 4 entworfenen Abbildungssystems, insbesondere des Mikrowellennetzwerkes, sowie die meßtechnische Untersuchung des Systems. Es werden Möglichkeiten der technischen Realisierung benötigter Bauteile und Baugruppen unter dem Gesichtspunkt zulaßbarer Abweichungen der Bauteileigenschaften vom Idealwert diskutiert. Grundlage hierfür sind die in Kapitel 4 durchgeführten numerischen Untersuchungen. Die realisierten Bauteile werden meßtechnisch überprüft. Eine Messung des gesamten realisierten Abbildungssystems schließt diese Untersuchung ab.

5.1 Kriterien zur Auswahl der Wellenleiter

Das vorab zu klärende Problem ist die Auswahl der Wellenleitertypen, aus denen die unterschiedlichen Bauteile und Baugruppen aufgebaut werden sollen.

Im betrachteten Frequenzbereich um 10 GHz lassen sich drei Typen von Wellenleitern problemlos einsetzen, nämlich Hohlleitungen, Koaxialleitungen und Mikrostreifenleitungen.

Die Verwendung von Hohlleitungen für das zu erstellende Mikrowellennetzwerk erscheint wenig zweckmäßig. Zum einen ist die mechanische Herstellung von Hohlleiterkomponenten teuer und aufwendig. Das Verschalten größerer Teilnetze durch ein Hohlleiter-Schaltnetz brächte zum anderen Herstellungsschwierigkeiten und hätte Netze mit großen geometrischen Ausmaßen zur Folge. Andererseits lassen sich z.B. Hornantennen mit sehr gut reproduzierbaren Strahlungseigenschaften herstellen. Es kann deshalb durchaus sinnvoll sein, einzelne Bauteile in Hohlleitertechnik auszuführen.

Koaxialleitungen haben ein geringes Gewicht und einen annehmbaren Preis. Sie sind z.B. zur Verschaltung von Teilnetzen gut brauchbar. Dagegen ist die Herstellung komplexer Mikrowellenbauteile (z.B. π -Hybride aus Leitungsverzweigungen) in Koaxialleitungstechnik recht aufwendig und daher im vorliegenden Anwendungsfall nicht zweckmäßig.

Mikrostreifenleitungen eignen sich für die preiswerte, gut und einfach reproduzierbare Herstellung von komplexen Bauteilen (z.B. π -Hybride), sofern diese in planarer Form realisierbar sind. Für Schaltungen, in denen mehrere Leitungskreuzungen notwendig sind, ist die Mikrostreifenleitung weniger gut geeignet.

Im Sinne der Minimierung des technischen und finanziellen Aufwandes bei der Realisierung des Abbildungssystems ist eine Aussage über den günstigsten Wellenleitertyp nicht sinnvoll. Es müssen vielmehr für jede Bauteilgruppe der Aufwand und die damit erzielbaren Ergebnisse gegeneinander abgewogen werden. Im vorliegenden Fall wird folgende Vorgehensweise gewählt:

- Wegen der einfachen und preiswerten Herstellbarkeit und der guten Reproduzierbarkeit von Schaltungen aus Mikrostreifenleitungen wird vorzugsweise diese Wellenleiterform zur Herstellung benötigter Bauteile gewählt. Konkret gilt dies für die Realisierung der π -Hybride und der Phasenschieber.
- Da der Aufbau größerer Schaltnetze in Mikrostreifenleitungstechnik recht aufwendig (wenngleich möglich) ist, werden hierfür geeignete Koaxialleitungen (sog. Semi-rigid-Kabel) verwendet. Dies gilt gleichermaßen für die Verbindungsleitungen zwischen dem Mikrowellennetzwerk und den Empfangsantennen.
- Aus Hohlleitungen aufgebaute Aperturantennen (Hornstrahler) haben - im Gegensatz zu Mikrostreifenleitungsantennen - gut reproduzierbare Strahlungseigenschaften. Die Empfangsantennen und die Beleuchtungsantenne werden deshalb in dieser Form ausgeführt.

Trotz der Tatsache, daß bei dieser "gemischten" Schaltungsstruktur zusätzlich Übergänge (Wellentypwandler) zwischen den einzelnen Leitungsformen erforderlich sind, ist diese Form des Netzaufbaus im Rahmen der gegebenen Möglichkeiten zweckmäßig. In den nachfolgenden Abschnitten werden die realisierten Baugruppen beschrieben.

5.2 Die Beleuchtungsantenne und die Empfangsantennen

Zur Beleuchtung der Objektebene wurde ein Pyramidenhorn verwendet. Um das Auftreten von "Geisterbildern" weitgehend zu vermeiden,

muß dessen Horizontalcharakteristik (horizontal ist hier die Richtung der x-Achse) so beschaffen sein, daß im wesentlichen nur der mehrdeutigkeitsfreie Bereich der Objektebene ausgeleuchtet wird. Das Pyramidenhorn wurde daher so bemessen, daß der zu beleuchtende Teil der Objektebene gerade innerhalb der Halbwertsbreite von etwa 20° liegt. Aus Gründen der Leistungsökonomie wurde für die vertikale Halbwertsbreite ebenfalls ein Wert von etwa 20° angestrebt. Das Nebenzipfelniveau wurde durch eine experimentell gefundene, tunnelförmige Verkleidung des Pyramidenhornes mit Dämpfungsmaterial stark abgesenkt (horizontal und vertikal auf Werte kleiner als 30 dB). Diese Verkleidung verhindert außerdem weitgehend eine (unerwünschte) direkte Verkopplung zwischen der Beleuchtungsantenne und den Empfangsantennen. Das verwendete Pyramidenhorn hat bei der Betriebsfrequenz von 9,4 GHz einen Antennengewinn von etwa 17 dB.

Die zur Abtastung der Feldverteilung in der Aufnahmeebene verwendeten Empfangsantennen sollten in der Horizontalen möglichst schwach bündeln, da andernfalls die zu messende Feldverteilung - je nach Stellung des Objektes in der Objektebene - unterschiedliche Amplitudenverzerrungen aufwiese. In der Vertikalen ist aus Gründen der Leistungsökonomie eine Bündelung erwünscht. Aus oben genannten Gründen wurden als Empfangsantennen sogenannte E-Sektor-Hornstrahler mit einer horizontalen Halbwertsbreite von etwa 65° und einer vertikalen Halbwertsbreite von ca. 20° verwendet. Der Gewinn einer einzelnen Empfangsantenne beträgt bei der Betriebsfrequenz etwa 10 dB.

5.3 Das Mikrowellennetzwerk

Das Rekonstruktions-Mikrowellennetzwerk besteht aus π -Hybriden, Phasenschiebern und Schaltnetzen. Im folgenden werden die Realisierungsmöglichkeiten sowie der Aufbau dieser Bauteile beschrieben.

5.3.1 Die π -Hybride

Für die technische Realisierung von π -Hybriden (dazu sollen alle Mikrowellen-4-Tore gezählt werden, deren Transmissionsverhalten im Idealfall durch die Gl.(3.24) beschrieben wird) in Mikrostreifenleitungstechnik bieten sich mehrere Möglichkeiten an.

Eine einfache Schaltung ist das - aus parallel geschalteten Leitungen bestimmter elektrischer Länge bestehende - π -Ring-Hybrid (engl. rat-race)(/70/,/71/). Vorteilhaft ist die sehr einfache Struktur dieses Bauteiles. Seine geringe Frequenzbandbreite kann durch geeignete Schaltungsmaßnahmen /72/ verbessert werden. Für das hier aufzubauende Mikrowellennetzwerk werden sogenannte Vorwärtsskoppler benötigt (siehe z.B. Bild 4-7). Als Vorwärtsskoppler werden solche verlustlosen Mikrowellen-4-Tore bezeichnet, bei denen zwei in einer Ebene liegende Tore entkoppelt sind. Dagegen sind Rückwärtsskoppler (z.B. das π -Ring-Hybrid) solche 4-Tore, bei denen die in einer Ebene diagonal zueinander liegenden Tore entkoppelt sind. Bei Verwendung von π -Ring-Hybriden in der hier zu realisierenden Schaltungsstruktur, wäre eine zusätzliche Leitungskreuzung notwendig, womit die Vorteile der planaren Schaltungsform entfielen.

Planare π -Hybrid-Vorwärtsskoppler sind die sogenannten Kammleitungsskoppler (engl. combline directional coupler)(/73/-/76/), für den Fall, daß deren Koppeldämpfung 3 dB beträgt. Nachteilig ist die große Baulänge sowie der relativ aufwendige Entwurf dieser Richtkoppler. Es wurde bisher kein Verfahren zur analytischen Berechnung der - für einen bestimmten Koppelfaktor notwendigen - geometrischen Abmessungen der verkoppelten Kammstrukturen veröffentlicht. In /74/ wird ein recht aufwendiges Entwurfsverfahren auf experimenteller Grundlage beschrieben.

Die wohl einfachste - und hier deshalb angewendete - Realisierungsmöglichkeit für vorwärts koppelnde π -Hybride ist die Verwendung sogenannter $\pi/2$ -Hybride (3-dB-Richtkoppler aus symmetrischen Leitungsverzweigungen), welche extern mit geeigneten Phasenschiebern beschaltet sind.

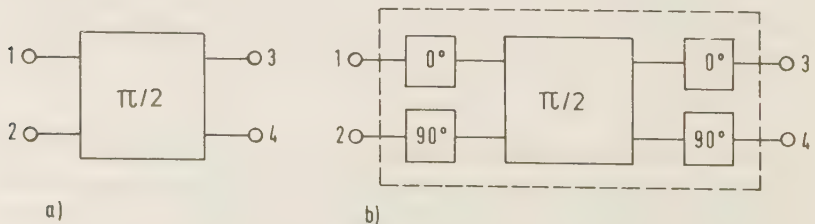


Bild 5-1: Realisierung eines π -Hybrides durch Beschaltung eines $\pi/2$ -Hybrides mit geeigneten Phasenschiebern.

Mit der in Bild 5-1a festgelegten Numerierung der Tore, lautet die Streumatrix des idealen $\pi/2$ -Hybrides bei geeigneter Bezugsstruktur:

$$S_{\pi/2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -j \\ 0 & 0 & -j & 1 \\ 1 & -j & 0 & 0 \\ -j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Durch Beschalten des $\pi/2$ -Hybrides mit Phasenschiebern gemäß Bild 5-1b ergibt sich die Streumatrix der Gesamtschaltung zu

$$S_{\text{ges}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} = S_{\pi} \quad (5.2)$$

Dieses ist die Streumatrix des idealen π -Hybrides gemäß Gl.(3.24). Analyse- und Entwurfsverfahren von $\pi/2$ -Hybriden sind in der Literatur ausführlich beschrieben worden (z.B. in /70/, /77/-/80/). Bei der technischen Realisierung der entworfenen $\pi/2$ -Hybride treten Probleme auf. Es müssen einmal die Einflüsse der Leitungsdiskontinuitäten an den Koppelpunkten der Leitungen (z.B. die T-Verzweigungen) berücksichtigt werden, zum anderen ist der Einfluß der Leitungsverluste nicht immer vernachlässigbar. Leitungsdiskontinuitäten und ihr Einfluß auf die Eigenschaften des Kopplers wurden in der Literatur besprochen (/81/-/85/). Die Abweichungen der Kopplereigenschaften vom Idealwert durch Diskontinuitäten sind zumindest teilweise kompensierbar.

In der vorliegenden Arbeit wurde der Entwurf der benötigten $\pi/2$ -Hybride rechnergestützt durchgeführt /86/. Hierbei wurden die an den T-Verzweigungen auftretenden Bezugsebenenverschiebungen nach von HAMMERSTAD /84/ angegebenen Gleichungen berechnet und im Entwurf berücksichtigt. Der monofrequente Betrieb des Abbildungssystems erlaubte eine sehr einfache technische Realisierung in Form eines $\pi/2$ -Ring-Hybrides. Im Anhang A1 ist eine bemaßte Skizze des realisierten $\pi/2$ -Ring-Hybrides angefügt. Bild 5-2a zeigt das

Layout des realisierten Kopplers. Bild 5-2b zeigt die meßtechnisch ermittelten Werte für die Koppeldämpfung, definiert durch

$$a_c/\text{db} = 20 \lg \frac{1}{|s_{41}|} , \quad (5.3a)$$

die Transmissionsdämpfung, definiert durch

$$a_T/\text{dB} = 20 \lg \frac{1}{|s_{31}|} \quad (5.3b)$$

und die Sperrdämpfung, definiert durch

$$a_S/\text{dB} = 20 \lg \frac{1}{|s_{21}|} . \quad (5.3c)$$

Für die Reflexionsdämpfung, definiert durch

$$a_R/\text{dB} = 20 \lg \frac{1}{|s_{11}|} \quad (5.3d)$$

ergab die Messung bei der Betriebsfrequenz einen Wert von $a_R > 30$ dB. Da die Schaltung eine zweifache Symmetrie aufweist, beschreiben die durch die Gln.(5.3) definierten Meßgrößen das $\pi/2$ -Hybrid dem Betrage nach vollständig.

Aus den Meßkurven in Bild 5-2b läßt sich bei der Betriebsfrequenz $f = 9,4$ GHz ein Amplitudenfehler (definiert durch Gl.(4.7)) von etwa $\Delta a = 0,4$ dB ablesen. Für den Phasenfehler wurde ein Wert von $\Delta \psi = 4^\circ$ gemessen. Nach den in Kapitel 4 durchgeführten numerischen Untersuchungen sind diese Werte des realisierten $\pi/2$ -Hybrides hinreichend gut.

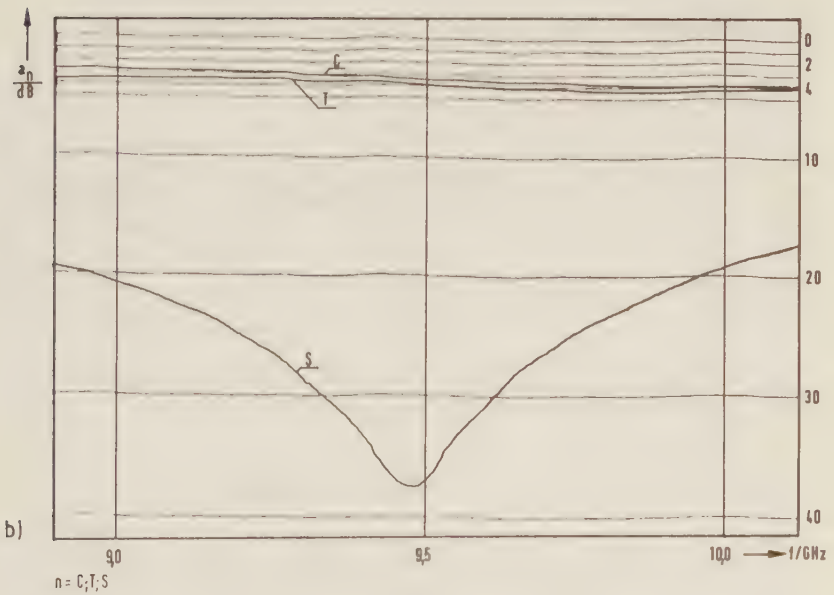
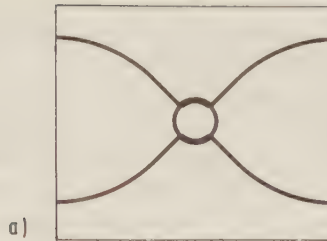


Bild 5-2: Realisiertes $\pi/2$ -Hybrid.

- a) Layout der Mikrostreifenleitungsschaltung.
- b) Meßkurven für die Koppeldämpfung a_C , die Transmissionsdämpfung a_T und die Sperrdämpfung a_S .

5.3.2 Die Schaltnetze

Für die technische Realisierung der Schaltnetze lassen sich mehrere Lösungsmöglichkeiten angeben.

Eine für bestimmte Anwendungsfälle zweckmäßige Lösung ist die planare Kreuzungsstruktur. Jedes Kreuzungsfeld läßt sich als Kettenschaltung von Teilnetzen darstellen, welche aus Durchverbindungen und "einfachen" Leitungskreuzungen bestehen. Ein Beispiel dafür zeigt Bild 5-3. Das Problem reduziert sich damit auf die Herstellung einfacher planarer Kreuzungen.

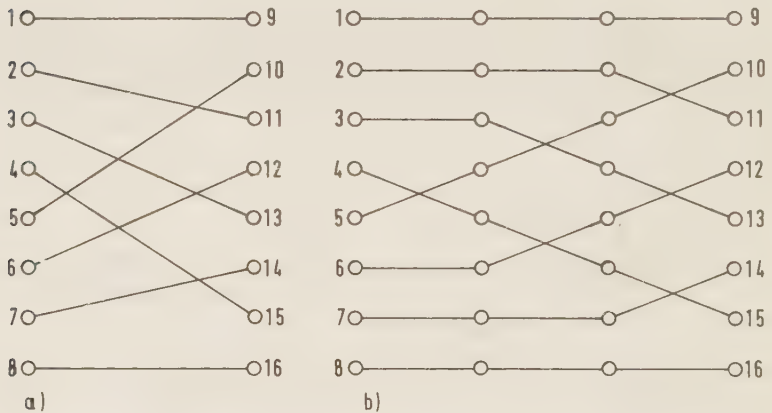


Bild 5-3: Darstellung von Kreuzungsfeldern.

Einfache planare Kreuzungspunkte lassen sich aus Vorwärtskopplern realisieren, deren Koppeldämpfung $a_C = 0$ db beträgt. Solche Koppeldämpfungen sind z.B. mit Richtkopplern aus symmetrischen Leitungsverzweigungen (engl. branch-line-coupler) erreichbar (/70/,/87/). Eine weitere Möglichkeit zur Herstellung "einfacher" Kreuzungspunkte ist die Kettenschaltung zweier $\pi/2$ -Hybride. Bild 5-4b zeigt das Layout einer solchen Schaltung. In Bild 5-4d sind Meßkurven für die Koppeldämpfung a_C die Transmissionsdämpfung a_T und die Sperrdämpfung a_S dargestellt.

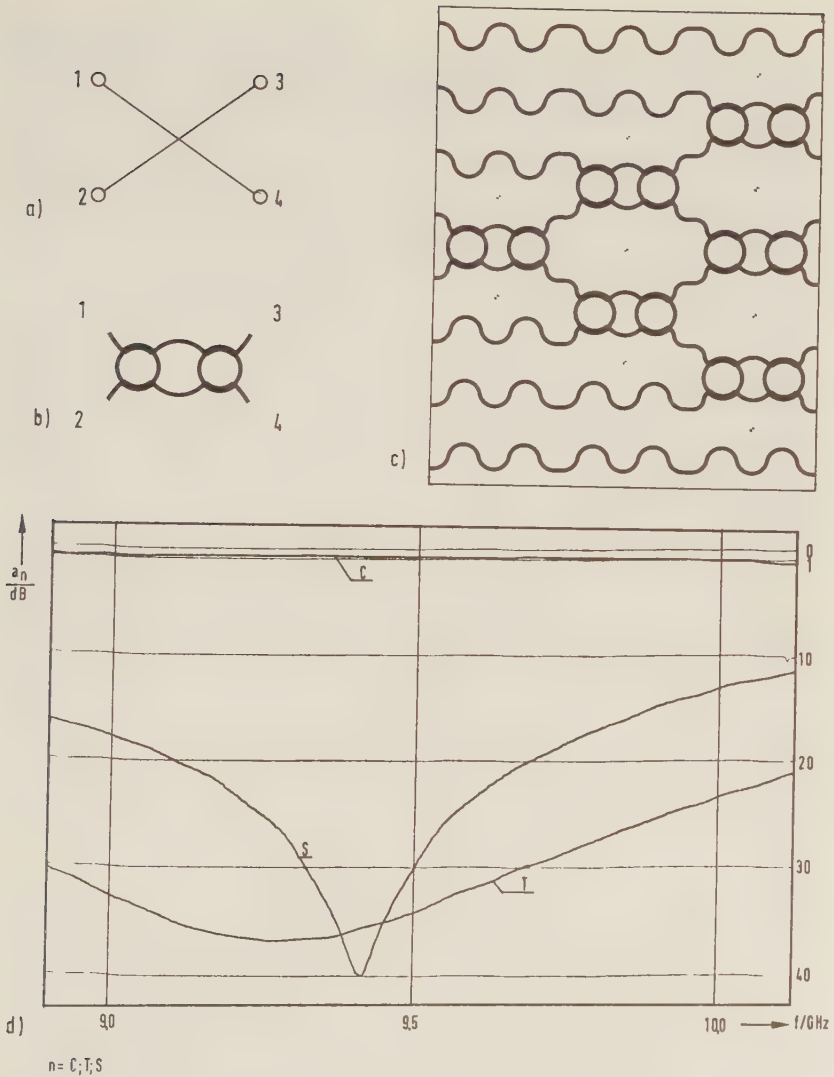


Bild 5-4: Planare Leitungskreuzung (0-dB-Koppler)

- a) Leitungskreuzung (schematisch).
- b) Layout der Mikrostreifenleitungsschaltung
- c) Realisiertes Kreuzungsfeld nach Bild 5-3.
- d) Meßkurven für die Koppeldämpfung a_C , die Transmissionsdämpfung a_T und die Sperrdämpfung a_S .

Ein Beispiel für ein größeres Kreuzungsfeld ist die in Bild 5-4c dargestellte Mikrostreifenleitungsschaltung. Messungen an dieser realisierten Schaltung ergaben folgende Ergebnisse:

- Die Reflexionsdämpfungen an allen Toren betragen $a_R > 20$ db.
- Die Differenz der elektrischen Längen der 8 "erwünschten" Transmissionspfade ist $\Delta\beta \cdot l < 10^0$.
- Die Differenz der Transmissionsdämpfungen der 8 "erwünschten" Transmissionspfade beträgt $a_E < 0,5$ dB.
- Die Transmissionsdämpfungswerte über die "unerwünschten" Pfade sind $\Delta a_U > 25$ dB.

Es zeigt sich somit, daß die Herstellung von Schaltfeldern in planarer Technik durchaus beherrschbar ist, wenngleich der technische Aufwand bei größeren Schaltfeldern unverhältnismäßig groß wird.

Eine weitere Möglichkeit zur Realisierung von Leitungskreuzungen ist die in /88/ beschriebene "quasi-planare" Leitungsüberkreuzung. Hierbei erfolgt die Leiterführung in Mikrostreifenleitungstechnik, während die Kreuzungsstellen durch kleine Draht- oder Folienbrücken ausgeführt werden. Der Vorteil dieser Leitungskreuzungen ist, daß auf kleinstem Raum eine große Zahl von Kreuzungspunkten untergebracht werden können. Nachteilig ist die schlechte Reproduzierbarkeit, die nicht einfache Herstellbarkeit und die auftretende Verkopplung der kreuzenden Leitungen über ihr elektromagnetisches Feld.

Die dritte Realisierungsform ist die Verwendung problemangepasster Wellenleiter. Das sind solche, die eine oder mehrere Leitungskreuzungen ermöglichen, ohne das eine Verkopplung zwischen den einzelnen Wellenleitern auftritt. In der vorliegenden Arbeit wurden für Kreuzungsstellen mit mehr als einem Kreuzungspunkt Koaxialleitungsstücke gleicher Länge verwendet (sogenannte semi-rigid-Kabel). Die innerhalb der in Bild 4-7 dargestellten 8-Tor-Mikrowellen-Unternetze auszuführenden "einfachen" Leitungsüberkreuzungen wurden in planarer Form realisiert.

5.3.3. Die Phasenschieber

Die zum Aufbau des Mikrowellennetzes benötigten Phasenschieber wurden in Mikrostreifenleitungstechnik aufgebaut. Da nicht der absolute Phasenwert, sondern die Differenz der Phasenwinkel der Phasenschieber eines Teilnetzes von Interesse ist, reicht es aus, Leitungen unterschiedlicher elektrischer Länge zu verwenden. Phasendifferenz $\Delta\psi$ und Längendifferenz Δl gehorchen der Beziehung:

$$\Delta\psi = - \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l \quad (5.4)$$

Im vorliegenden monofrequenten Betriebsfall sind solche Leitungs-Phasenschieber ausreichend. Werden breitbandigere Phasenschieber in planarer Technik benötigt (z.B. bei Verwendung des Mikrowellennetzes bei mehreren Frequenzen), so ist die Verwendung sogenannter Schiffman-Phasenschieber (/89/-/91/) aus verkoppelten Leitungen möglich.

Bild 5-5 zeigt das Layout von vier - auf einem Teflonsubstrat realisierten - Phasenschiebern.

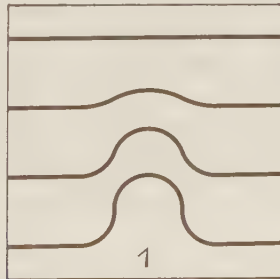


Bild 5-5: Layout realisierter Mikrostreifenleitungs-Phasenschieber.

Bei Frequenzen im 10 GHz-Bereich müssen hohe Anforderungen an die Entwurfs- und Herstellungsgenauigkeiten der Phasenschieberschaltungen gestellt werden. So hat beispielsweise ein Längenfehler von 0,1 mm bei der Frequenz $f = 9,4$ GHz einen Phasenfehler von etwa $1,6^\circ$ zur Folge, wenn die Leitung auf einem Teflonsubstrat mit der Dielektrizitätskonstante $\epsilon_r = 2,23$ realisiert wird. Bei Messungen zeigte sich, daß die Phasenfehler aller angefertigten

Phasenschieber kleiner als 10° waren. Die bei der numerischen Untersuchung in Kapitel 4 geforderten Genauigkeitswerte konnten somit eingehalten werden.

Da bekanntlich an Leitungskrümmungen der Mikrostreifenleitung Abstrahlung auftritt, wurde die Leitungsführung sowohl bei den Phasenschieberschaltungen als auch bei allen anderen Mikrostreifenleitungsbauteilen (siehe die Bilder 5-2a, 5-4b, 5-4c, 5-5 und 5-6b) so gewählt, daß möglichst große Krümmungsradien auftreten. Die an den Krümmungen auftretende Abstrahlung hat eine gegenseitige Verkopplung z.B. der Phasenschieber untereinander zur Folge. Diesbezügliche Messungen ergaben, daß die Koppeldämpfungen Werte $> 40\text{dB}$ aufweisen. Verkopplungen dieser Größenordnung haben auf die Abbildungseigenschaften des Systems keinen relevanten Einfluß.

5.3.4 Realisierung der Mikrowellen-8-Tor-Unternetze

Das in Kapitel 4 entworfene Mikrowellennetz besteht aus zwei Phasenschieber-Teilnetzen, drei Schaltnetzen und zwei Teilnetzen, welche aus je vier gleichen 8-Tor-Unternetzen aufgebaut sind. Die Schaltungsstruktur dieser Unternetze zeigt Bild 4-7. Die technische Realisierung der 8-Tore mit den bisher besprochenen Bauteilen ist in Bild 5-6 dargestellt, und zwar in Bild 5-6a schematisch und in Bild 5-6b als Layout der realisierten Mikrostreifenleitungsschaltung.

Die auf dem Substrat nicht realisierten 90° -Phasenschieber lassen sich in die vorhandenen Phasenschieber-Teilnetze integrieren.

Messungen an dem realisierten Mikrowellen-8-Tor ergaben:

- Die Reflexionsdämpfungen an allen Toren sind größer als 20 dB.
- Die Transmissionsdämpfungen zwischen den Toren der Torgruppe v und den Toren der Torgruppe μ weichen um maximal 0,8 dB voneinander ab.
- Die Transmissionsdämpfungswerte zwischen den Toren der jeweils gleichen Torgruppe (Entkopplung) betragen mindestens 25 dB.
- Die Abweichungen der Phasenwerte der Transmissionsfaktoren vom Idealwert betragen maximal 9° .

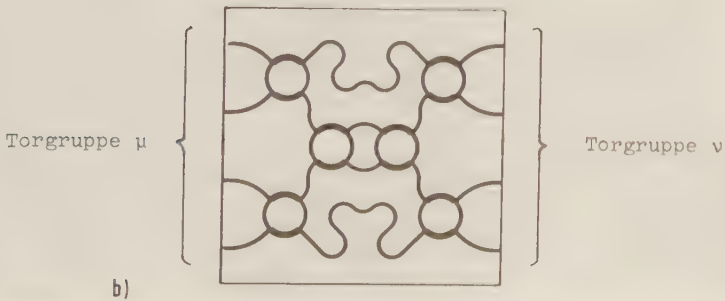
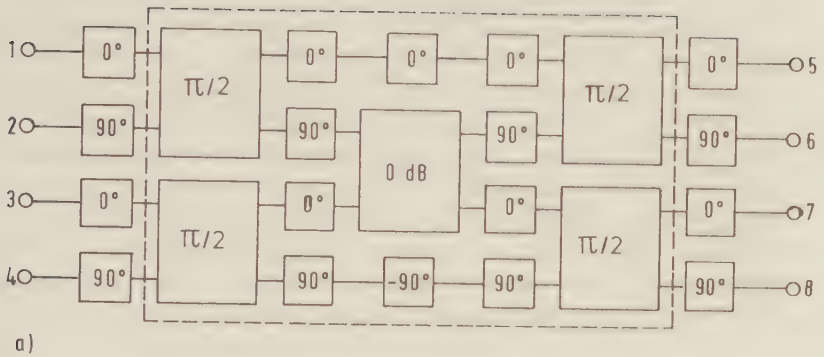


Bild 5-6: Zur Realisierung der Mikrowellen-8-Tore.

- a) Struktureller Aufbau der Schaltung
- b) Layout der Mikrostreifenleitungsschaltung.

5.3.5 Das Gesamtnetz

Das realisierte Mikrowellennetzwerk ist in Bild 5-7 dargestellt. Die Phasenschieber des Teilnetzes N_α sind über das Eingangsschalt-
netz des Teilnetzes N_β an die Eingänge des ersten - aus 8-Tor-Unternetzen bestehenden - Teilnetzes von N_β transformiert. Sie be-

inhalten die zur Realisierung der 8-Tore notwendigen - jedoch auf den 8-Tor-Substraten nicht berücksichtigten - 90° -Phasenschieber. Das Eingangsschaltfeld wird durch die Koaxialleitungsverbindungen zwischen den Empfangsantennen und dem Mikrowellennetzwerk gebildet. Das ausgangsseitige Schaltfeld läßt sich durch Kreuzen der niederfrequenzseitig anzuschließenden Verbindungsleitungen zwischen den Mikrowellen-Detektoren und der signalverarbeitenden "elektronischen" Schaltung verwirklichen. Das mittlere Schaltnetz wurde aus gleichlangen Koaxialleitungen aufgebaut. Alle Mikrostreifenleitungsschaltungen wurden auf Teflon-Substraten (Markenbezeichnung: RT-Duroid 5880) der Stärke $h = 0,254$ mm realisiert. Die relative Dielektrizitätszahl des Materials beträgt $\epsilon_r = 2,23$.

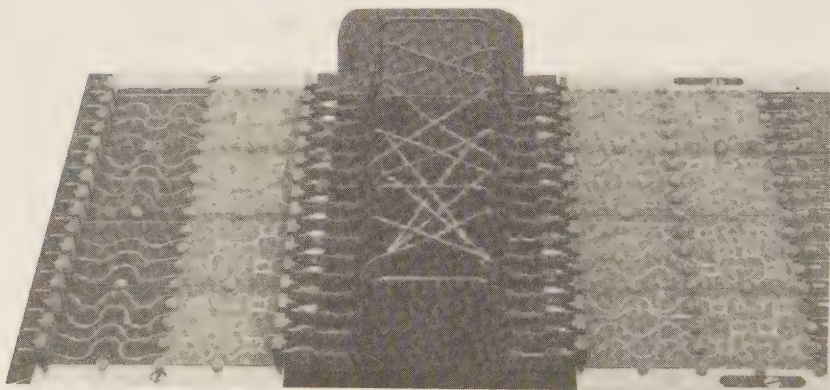


Bild 5-7: Realisiertes Rekonstruktions-Mikrowellennetzwerk.

Messungen am Gesamt-Mikrowellennetzwerk ergaben folgende Ergebnisse:

- Die Reflexionsdämpfung an allen Toren ist größer als 16 dB.
- Die Differenz der Transmissionsdämpfungen zwischen den Toren der Eingangstorggruppe (Eingang transformiertes Teilnetz N_α) und den Toren der Ausgangstorggruppe (Ausgangstore der 8-Tor Unternetze) beträgt maximal 2 dB.

- Die Entkopplung der Tore der Eingangstorggruppe und der Tore der Ausgangstorggruppe jeweils untereinander ist besser als 20 dB.

5.4 Detektion der auslaufenden Wellen

Die auslaufenden Wellen an den Toren 17 bis 32 des Rekonstruktions-Mikrowellennetzwerkes sind gemäß Gl.(3.3) proportional zu den gesuchten Bildfunktionswerten. Da nur deren Amplituden ausgewertet werden, genügt eine Betragsmessung, wofür sich einfache Mikrowellen-Detektoren eignen. Es wurde eine Detektorschaltung in Mikrostreifenleitungstechnik aufgebaut. Diese Schaltung und das zugehörige Hochfrequenz-Ersatzschaltbild zeigt Bild 5-8.

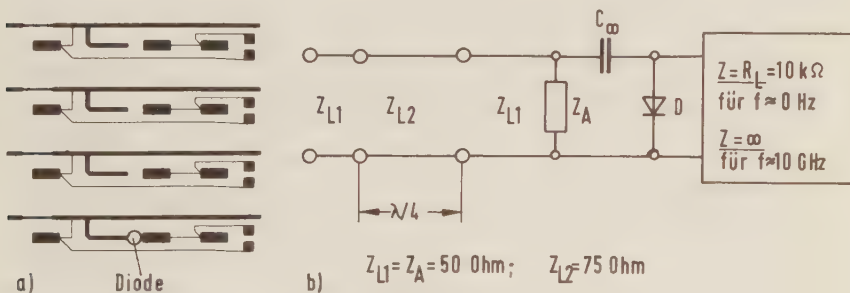


Bild 5-8: Detektorschaltung

- Layout der Mikrostreifenleitungsschaltung.
- Hochfrequenz-Ersatzschaltbild.

In der Schaltung wurde eine handelsübliche Zero-Bias-Schottky-Detektordiode verwendet. Die in Bild 5-8 dargestellte Detektorschaltung ist breitbandig. Erreicht wurde dies durch Parallelschaltung der Diode an eine mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossene Leitung. Für eine weitere Verringerung des Reflexionsfaktors sorgt ein zusätzlich eingefügter sogenannter $\lambda/4$ -Leitungstransformator. Es wurden 16 gleiche Detektorschaltungen aufgebaut, wovon jeweils 4 Schaltungen auf einer 2 Zoll mal 2 Zoll großen Teflonplatine zusammengefaßt wurden (siehe Bild 5-8a). Die gemessenen Reflexionsdämpfungen der einzelnen Schaltungen betragen

zwischen etwa 13 dB und 20 dB. Für die tangentielle Empfindlichkeit der verwendeten Dioden ist im Datenblatt ein Wert von -56 dBm angegeben. Die Empfindlichkeit der Detektorschaltung beträgt nach Messung etwa 1,3 V/mW bei einer Eingangsleistung von $P_E = 1 \mu W$. Mit dem gesamten Meßsystem (einschließlich selektivem Verstärker) lassen sich noch Leistungen von ca. -30 dBm sicher nachweisen.

5.5 Darstellung der Bildfunktion

Für die Art der bildlichen Darstellung der in Form 16 wertkontinuierlicher Spannungswerte vorliegenden Bildfunktion, lassen sich verschiedene Möglichkeiten angeben. Die hier gewählte Darstellungsart wird im folgenden anhand von Bild 5-9 erläutert.

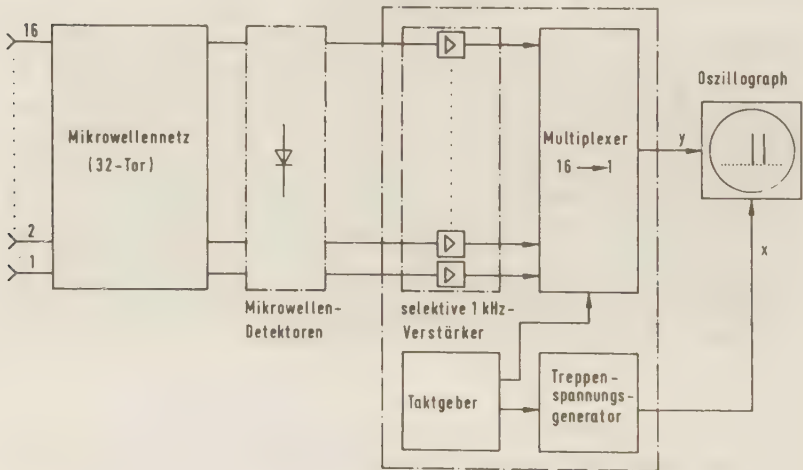


Bild 5-9: Zur Erläuterung der Bildfunktionsdarstellung.

Das Sendesignal (Beleuchtungswelle) wird mit einem 1 kHz-Rechtecksignal amplitudenmoduliert. Damit liegen an den Lastwiderständen der Detektorschaltungen rechteckförmige Spannungen an, aus denen ein für jeden Kanal vorhandener selektiver Verstärker mit der

Bandbreite $B \approx 20$ Hz die erste Harmonische herausfiltert und um den Faktor 1000 verstärkt. Spitzenwertgleichrichter detektieren den Spitzenwert der verstärkten Spannungen. Zum Ausgleich von Empfindlichkeitsunterschieden der Mikrowellen-Detektoren, läßt sich der Verstärkungsfaktor jedes selektiven Verstärkers getrennt variieren. Die an den Ausgängen der Spitzenspannungsgleichrichter gleichzeitig anliegenden 16 Spannungswerte werden durch einen Multiplexer schnell nacheinander abgefragt und der y-Ablenkung eines Oszillographen zugeführt. Die x-Ablenkspannung ist eine - synchron zum Abfragetakt der Multiplexer erzeugte - treppenförmige Spannung. Auf dem Oszillographenschirm erscheint die Bildfunktion (das Mikrowellenbild) in Form nebeneinander liegender senkrechter Linien unterschiedlicher Länge. Die Länge der Linien ist, wegen der im Kleinsignal-Betrieb arbeitenden Mikrowellen-Detektordioden, proportional zum Quadrat der Amplitudenwerte der Bildfunktion.

Ein Blockschaltbild der verwendeten elektronischen Schaltung ist im Anhang 2 beigelegt.

5.6 Meßtechnische Untersuchung der Abbildungseigenschaften

In diesem Abschnitt werden Abbildungseigenschaften des entworfenen und technisch realisierten Systems meßtechnisch untersucht. Es wird nachgewiesen, daß die in Kapitel 4 numerisch ermittelte Auflösungsgrenze mit dem gebauten Abbildungssystem annähernd erreichbar ist. Weiterhin wird gezeigt, daß bei der Abbildung von Objekten, welche aus mehreren Streuzentren bestehen, deren Abstand kleiner als der Rayleigh-Abstand nach Gl.(2.1) ist, Spiegelungseffekte auftreten, die die Abbildung erschweren.

5.6.1 Nachweis der Auflösungsgrenze

In Kapitel 4 wurde der Begriff der Auflösung für den Fall der diskontinuierlichen Darstellung der Bildfunktion definiert. Die meßtechnische Überprüfung der durch Simulation des Abbildungssystems gefundenen Auflösungsgrenze erfolgt mit Hilfe der in Bild 5-10 angegebenen Meßanordnung.

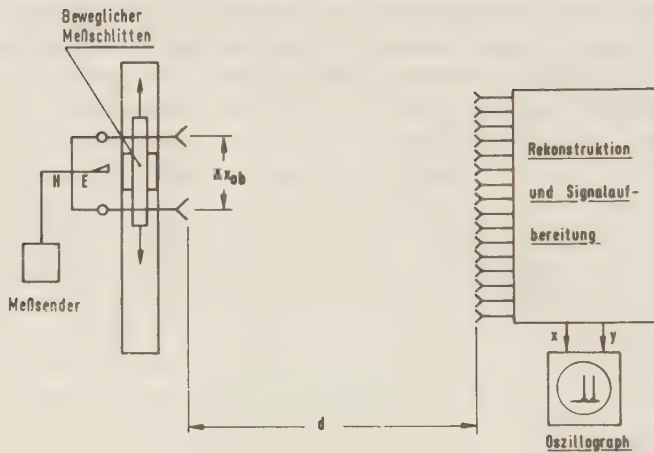


Bild 5-10: Meßanordnung zur experimentellen Ermittlung der Auflösungsgrenze des Systems.

Um unerwünschte Effekte, die z.B. durch direkte Überkopplung zwischen der Beleuchtungsantenne und den Empfangsantennen auftreten können, auszuschließen, werden zwei "aktive Streuzentren", realisiert durch schwach bündelnde E-Sektor-Hornstrahler im gegenseitigen Abstand Δx_{ob} abgebildet. Die Hornstrahler werden durch einen Meßsender (Reflex-Klystron) über eine E-H-Verzweigung gleichphasig und mit gleicher Amplitude bei der Betriebsfrequenz $f = 9,4$ GHz gespeist. Die Darstellung der Bildfunktion erfolgt in der in Abschnitt 5.5 beschriebenen Weise auf einem Oszillographenschirm (Bilder 5-11 bis 5-14), wobei die Verschiebung des Meßschlittens zwischen den vier Einzelbildern a,b,c und d jedes Bildes etwa 2,25 cm oder $\delta/4$ beträgt (δ = Rayleigh-Abstand).

Bild 5-11 zeigt die Bildfunktionen für einen Abstand der E-Sektor-Hornstrahler von $\Delta x_{ob} = 9$ cm. Es zeigt sich, daß eine Auflösung der beiden Streuzentren des Objektes nicht möglich ist.

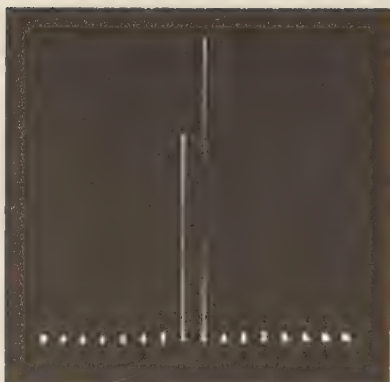
Bild 5-12 zeigt die Bildfunktionen für $\Delta x_{ob} = 13,5$ cm = $1,5\delta$.

Auch hier lassen sich - im Sinne der Auflösungsdefinition nach Kapitel 4 - die beiden Streuzentren des Objektes nicht auflösen.

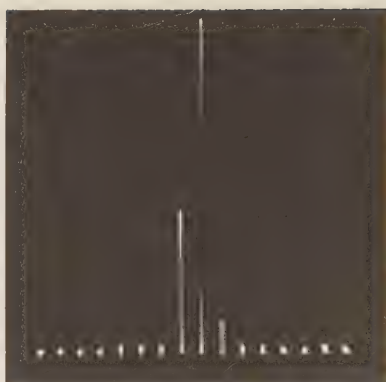
Bild 5-13 zeigt die Bildfunktionen für $\Delta x_{ob} = 18 \text{ cm} = 2\delta$. Bei diesem Abstand lassen sich die Streuzentren scheinbar auflösen. Genauere Messungen zeigten jedoch, daß es einzelne Stellen in der Objektebene gibt, wo aus der Bildfunktion nicht auf das Vorhandensein zweier Streuzentren geschlossen werden kann, d.h., die Streuzentren sind nicht auflösbar.

Bild 5-14 zeigt die Bildfunktionen für $\Delta x_{ob} = 22,5 \text{ cm} = 2,5\delta$. Bei diesem Abstand lassen sich die beiden Streuzentren des Objektes auflösen.

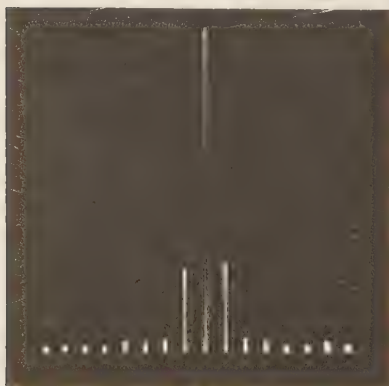
Eine genauere meßtechnische Überprüfung ergab als Auflösungsgrenze des Systems einen Abstand der Streuzentren von etwa 21 cm.



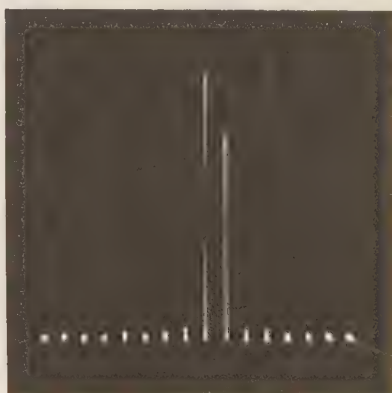
a) linker Objektrand bei
 $x_1 = 63$ cm



b) linker Objektrand bei
 $x_1 = 65,25$ cm



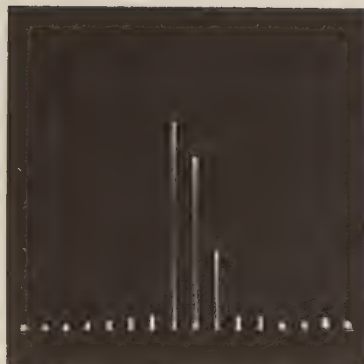
c) linker Objektrand bei
 $x_1 = 67,5$ cm



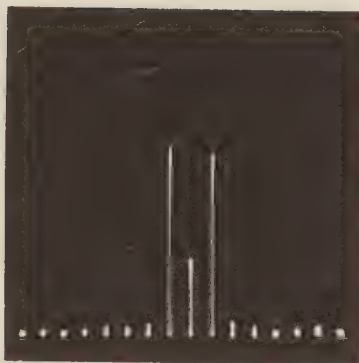
d) linker Objektrand bei
 $x_1 = 69,75$ cm

Bild 5-11: Zur experimentellen Untersuchung des Auflösungsvermögens.

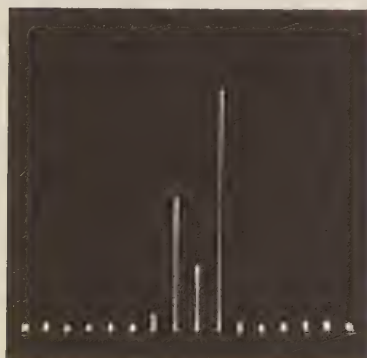
Mikrowellenbilder bei Abbildung eines Objektes, bestehend aus 2 "aktiven Streuzentren" (E-Sektor-Hornstrahler), an verschiedenen Stellen in der Objektebene. Abstand der Hornstrahler: $\Delta x_{ob} = 9$ cm.



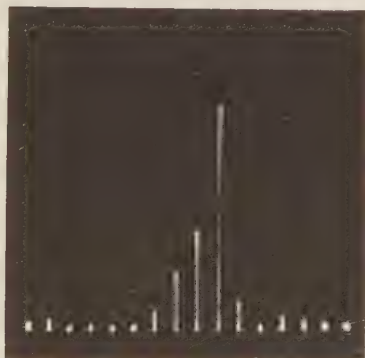
a) linker Objektrand bei
 $x_1 = 63$ cm



b) linker Objektrand bei
 $x_1 = 65,25$ cm



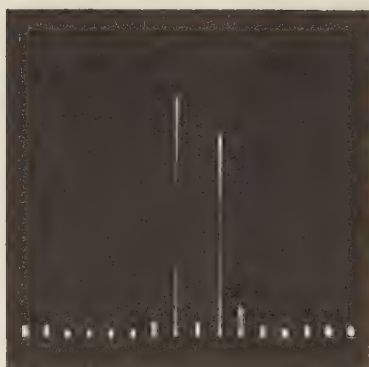
c) linker Objektrand bei
 $x_1 = 67,5$ cm



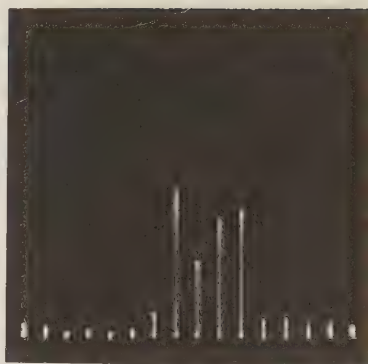
d) linker Objektrand bei
 $x_1 = 69,75$ cm

Bild 5-12: Zur experimentellen Untersuchung des Auflösungsvermögens.

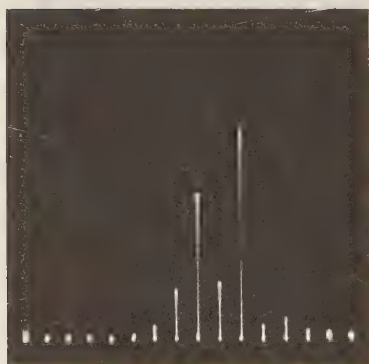
Mikrowellenbilder bei Abbildung eines Objektes, bestehend aus 2 "aktiven Streuzentren" (E-Sektor-Hornstrahler), an verschiedenen Stellen in der Objektebene. Abstand der Hornstrahler: $\Delta x_{ob} = 13,5$ cm.



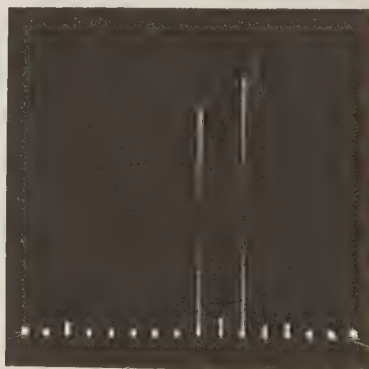
a) linker Objektrand bei
 $x_1 = 63$ cm



b) linker Objektrand bei
 $x_1 = 65,25$ cm



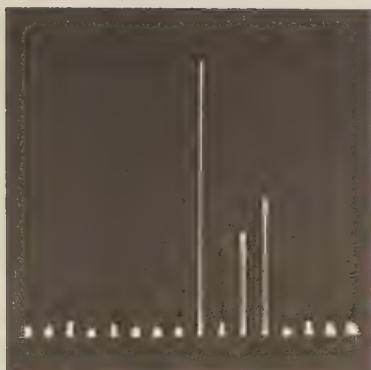
c) linker Objektrand bei
 $x_1 = 67,5$ cm



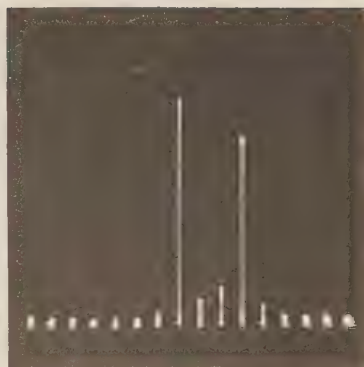
d) linker Objektrand bei
 $x_1 = 69,75$ cm

Bild 5-13: Zur experimentellen Untersuchung des Auflösungsvermögens.

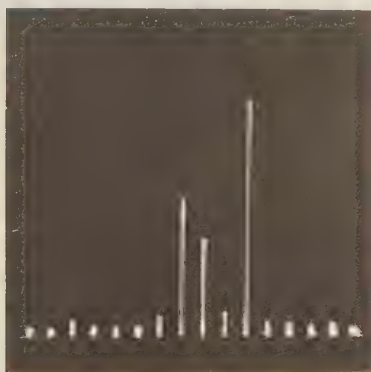
Mikrowellenbilder bei Abbildung eines Objektes, bestehend aus 2 "aktiven Streuzentren" (E-Sektor-Hornstrahler), an verschiedenen Stellen in der Objektebene. Abstand der Hornstrahler: $\Delta x_{ob} = 18$ cm.



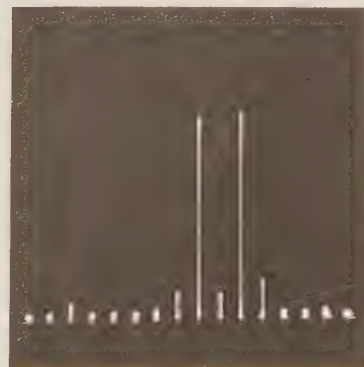
a) linker Objektrand bei
 $x_1 = 63 \text{ cm}$



b) linker Objektrand bei
 $x_1 = 65,25 \text{ cm}$



c) linker Objektrand bei
 $x_1 = 67,5 \text{ cm}$



d) linker Objektrand bei
 $x_1 = 69,75 \text{ cm}$

Bild 5-14: Zur experimentellen Untersuchung des Auflösungsvermögens.

Mikrowellenbilder bei Abbildung eines Objektes, bestehend aus 2 "aktiven Streuzentren" (E-Sektor-Hornstrahler), an verschiedenen Stellen in der Objektebene. Abstand der Hornstrahler: $\Delta x_{ob} = 22,5 \text{ cm}$.

5.6.2 Abbildung "dicht" beieinander stehender Streuzentren

Objekte, welche aus mehreren Streuzentren bestehen deren Abstand zueinander kleiner als der Rayleigh-Abstand ist, können im Bild nicht aufgelöst werden. Eine weitere (negative) Eigenschaft ist ihr spiegelndes Verhalten. Dies soll experimentell gezeigt werden. Es wird hierzu ein Meßaufbau nach Bild 5-15 verwendet. Die Beleuchtungsantenne ist oberhalb der Empfangsantennen angeordnet. Es werden nacheinander zwei verschiedene Meßobjekte an unterschiedlichen Stellen in der Objektebene abgebildet.

Das Objekt 1 besteht aus zwei senkrecht in der Objektebene angeordneten metallischen Stangen im gegenseitigen Abstand von 27 cm.

Das Objekt 2 besteht aus 6 senkrecht in der Objektebene angeordneten metallischen Stangen, deren gegenseitiger Abstand $\Delta x_{\text{ob}} = 2,5$ cm beträgt. Das Objekt 2 hat eine Querabmessung von 12,5 cm.

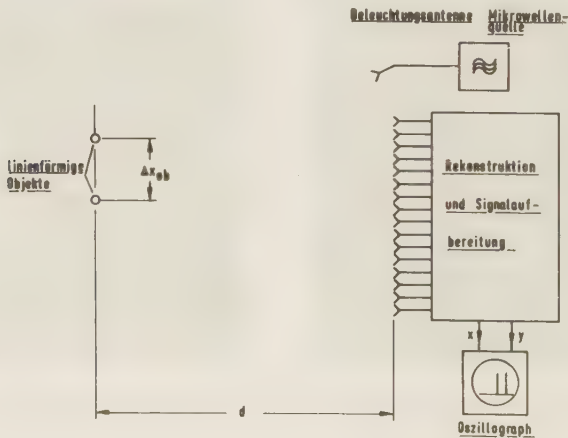


Bild 5-15: Zur Abbildung von "dicht" beieinander liegenden Streuzentren.

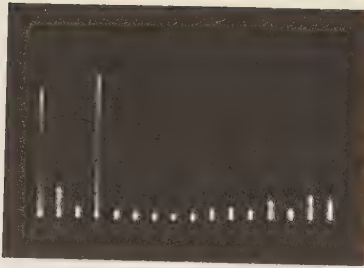
Die rekonstruierten "Mikrowellenbilder" der oben beschriebenen Objekte sind in den Bildern 5-16 a,b,c und 5-17 a,b,c dargestellt. Dabei zeigen die Einzelbilder 5-16a und 5-17a die Mikrowellenbilder der Objekte am linken Rand, die Einzelbilder 5-16b und 5-17b die Mikrowellenbilder der Objekte in der Mitte und die Einzelbilder 5-16c und

5-17c die Mikrowellenbilder der Objekte am rechten Rand des mehrdeutigkeitsfreien Teiles der Objektebene.

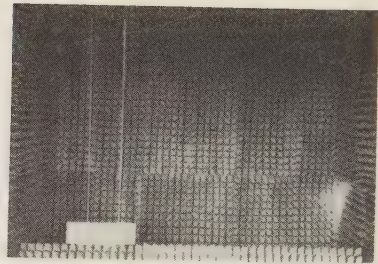
Neben den "Mikrowellenbildern" sind jeweils die "optischen Bilder" (Photographien der Objekte) in den jeweiligen Objektstellungen abgebildet. (Bilder 5-16 d,e,f und 5-17 d,e,f).

Aus den Bildern 5-16 a,b,c läßt sich erkennen, daß das Objekt 1 in allen drei Stellungen eindeutig abbildbar ist.

Aus den Bildern 5-17 a,b,c ist nur das Vorhandensein eines Objektes erkennbar. Die einzelnen Streuzentren (metallische Stangen) sind nicht auflösbar. Die Bilder zeigen weiterhin das spiegelnde Verhalten des gesamten Objektes 2 (die Beleuchtungswelle wird von der Empfangsapertur weggespiegelt).

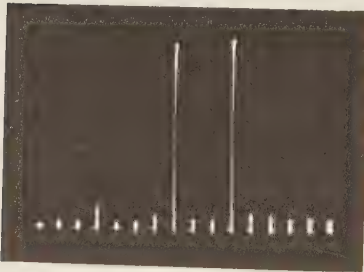


a) Mikrowellenbild

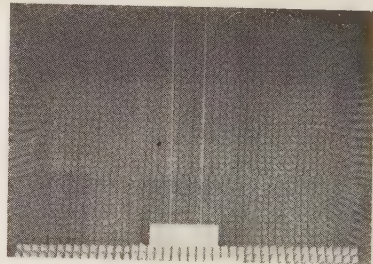


d) optisches Bild

linker Objektrand bei $x_1 = 0$ cm

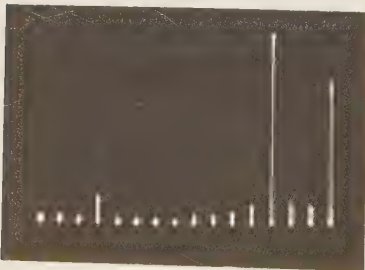


b) Mikrowellenbild

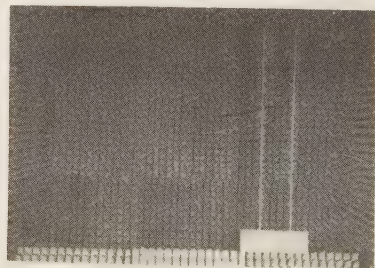


e) optisches Bild

linker Objektrand bei $x_1 = 63$ cm



c) Mikrowellenbild



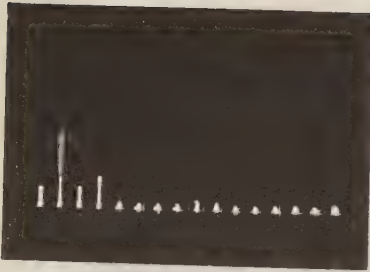
f) optisches Bild

linker Objektrand bei $x_1 = 108$ cm

Bild 5-16: Zur Abbildung "passiver" Objekte. Das Objekt besteht aus zwei senkrecht in der Objektebene angeordneten metallischen Stangen im gegenseitigen Abstand von 27 cm.

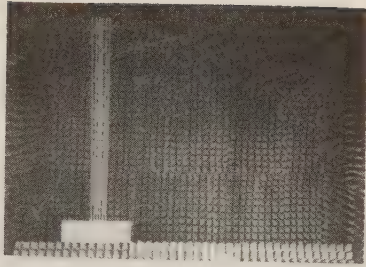
Bilder a,b,c : Mikrowellenbilder (Photographien des Oszillographenschirms).

Bilder d,e,f : Photographien der Objekte

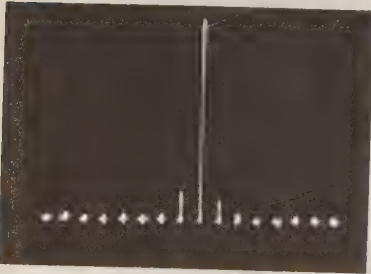


a) Mikrowellenbild

linker Objektrand bei $x_1 = 0$ cm

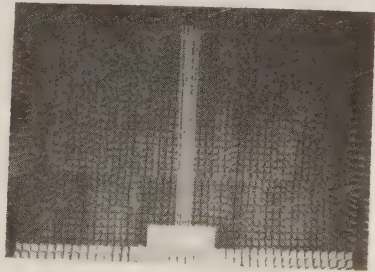


d) optisches Bild

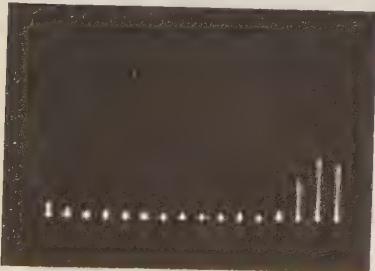


b) Mikrowellenbild

linker Objektrand bei $x_1 = 63$ cm

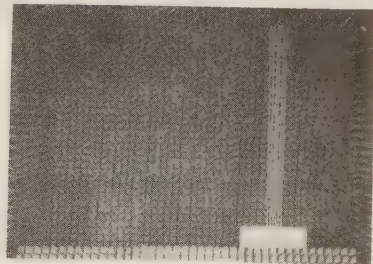


e) optisches Bild



c) Mikrowellenbild

linker Objektrand bei $x_1 = 108$ cm



f) optisches Bild

Bild 5-17: Zur Abbildung "passiver" Objekte. Das Objekt besteht aus 6 senkrecht in der Objektebene angeordneten metallischen Stangen im gegenseitigen Abstand von 2,5cm.

Bilder a,b,c : Mikrowellenbilder (Photographien des Oszillographenschirms).

Bilder d,e,f : Photographien der Objekte

5.7 Allgemeine Eigenschaften des Abbildungssystems

Abschließend sollen einige Besonderheiten des in Bild 5-18 dargestellten Abbildungssystems genannt werden.

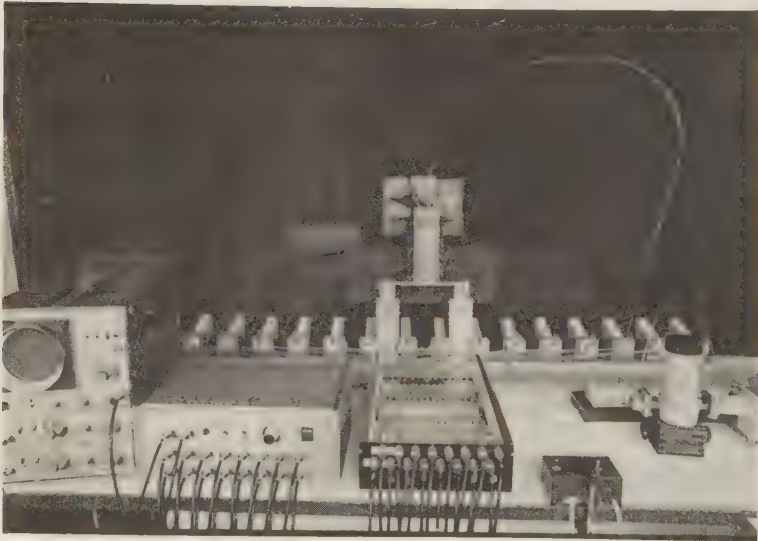


Bild 5-18: Realisiertes Mikrowellen-Abbildungssystem.

Das Ziel der Arbeit war die Realisierung eines echtzeitfähigen Abbildungssystems. Bei durchgeführten Abbildungsexperimenten mit schnell bewegten Objekten (z.B. einer an einem Faden in der Objektebene hin- und herpendelnden Metallkugel), konnte die Echtzeitfähigkeit des Abbildungssystems nachgewiesen werden.

In dem aufgebauten System wird die Bildwechselrate durch die Abfragefrequenz des Multiplexers bestimmt. Diese ist so gewählt, daß sich eine Bildwechselrate von 44 Hz ergibt. Wird eine andere Darstellungsart angewendet, bei der die Verarbeitung der Signale auf der Gleichspannungsseite parallel durchgeführt wird und die Darstellung des Mikrowellenbildes z.B. durch eine Leuchtdiodenzeile erfolgt, so ergibt sich eine noch höhere Bildwechselrate. Diese

wird nur noch durch die Einschwing-Zeitkonstante des Spannungsgleichrichters bzw. durch die Repetitionsrate eines entsprechenden Abtast- Haltegliedes bestimmt.

Es wurden weiterhin Untersuchungen zum Tiefenauflösungsvermögen durchgeführt. Sowohl durch Rechnersimulation als auch im Experiment wurde dabei festgestellt, daß in einem Tiefenbereich von etwa 100 cm ($350 \text{ cm} \leq z \leq 450 \text{ cm}$) Abbildung möglich ist. Innerhalb dieses genannten Bereiches treten noch keine wesentlichen Bildfehler auf.

Eine weitere Frage ist die nach der Frequenzbandbreite des Abbildungssystems. Hier verhalten sich die Teilnetze N_α und N_β unterschiedlich.

Die Frequenzabhängigkeit des DFT-Teilnetzes N_β ist ausschließlich von der Bandbreite der zum Aufbau des Netzes verwendeten $\pi/2$ -Hybride und Phasenschieber abhängig. Ein zulässiger Betriebsbereich von etwa $9,4 \text{ GHz} \pm 200 \text{ MHz}$ ist hier realistisch.

Die Phasenwinkel der Phasenschieber des "Fokussierungs"-Teilnetzes N_α sind gemäß Gl.(3.28) direkt proportional zur Betriebsfrequenz, d.h., bei Änderung der Betriebsfrequenz sind andere Phasenwinkel erforderlich. Gleichzeitig ist das Mikrowellenbauteil "Phasenschieber" ebenfalls frequenzabhängig. Werden - wie in der vorliegenden Arbeit - Leitungs-Phasenschieber verwendet, so wirken beide Effekte kompensierend, wenn die nach Gl.(3.28) berechneten Phasenwinkel "tatsächlich" realisiert werden. Im vorliegenden Fall wurden jedoch nur die Phasenwinkel modulo 360° verwirklicht.(siehe Tabelle 4-2). Da die Phasenwinkel sehr große Werte annehmen können, treten aus den oben genannten Gründen große - für jeden Phasenschieber unterschiedliche - Phasenfehler auf.

Trotz dieser im Teilnetz N_α auftretenden - teilweise recht großen - Phasenfehler ist bei leichter Variation der Betriebsfrequenz eine Abbildung ohne wesentliche Bildfehler möglich.

Sowohl die Rechnersimulation als auch experimentelle Untersuchungen zeigen, daß bei Frequenzabweichungen um ca. $\pm 200 \text{ MHz}$ von der Betriebsfrequenz keine relevante Verschlechterung des Abbildungsverhaltens auftritt.

Zusammen mit der schon genannten Eigenschaft der geringen "Tiefenempfindlichkeit" des Systems bietet sich damit z.B. die Möglichkeit, durch spektrale Verbreiterung des Beleuchtungssignals eine mehrzielfähige Tiefenauflösung zu realisieren.

Es wurde mehrfach erwähnt, daß sich das vorgestellte Abbildungssystem vor allem durch die direkte Erfassung und Verarbeitung des Objektwellenfeldes auszeichnet. Diese Abbildungstechnik eröffnet - zusammen mit der schon besprochenen Bandbreite des Rekonstruktions-Mikrowellennetzes von einigen hundert MHz - die Möglichkeit, in gewissen Grenzen inkohärent abzubilden.

So können zur Beleuchtung des Objektes beispielsweise zwei oder mehrere räumlich verteilte Antennen verwendet werden, die von verschiedenen Meßsendern bei unterschiedlichen Frequenzen gespeist werden. Ein Vorteil dieser Beleuchtungsart wäre z.B. die bessere Abbildbarkeit von Objekten, welche spiegelndes Verhalten aufweisen.

6. ZUSAMMENFASSUNG

Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist der Entwurf, die technische Realisierung sowie die numerische und meßtechnische Untersuchung eines hochauflösenden, echtzeitfähigen Mikrowellen-Abbildungssystems für den Nahbereich. Das hier behandelte Abbildungssystem ist, ähnlich wie bei der Abbildung mittels Linsen, durch eine direkte Erfassung und Verarbeitung des Objektwellenfeldes in der Originalfrequenzlage gekennzeichnet. Die Bildrekonstruktion erfolgt durch ein passives Mikrowellennetz mit N Eingangstoren und N Ausgangstoren. Das rekonstruierte Bild der Objektverteilung liegt in Form einer Spalte ablaufender Wellengrößen vor, deren Intensität auf einem Oszillographenschirm dargestellt wird. Der Zeitaufwand für den eigentlichen Rekonstruktionsschritt ergibt sich im wesentlichen aus der "Laufzeit" der elektromagnetischen Wellen durch das Mikrowellennetzwerk und liegt im Bereich einiger Nanosekunden.

Es wird zunächst ein kurzer Überblick über bisher publizierte Arbeiten im Bereich der quasioptischen Mikrowellenabbildung gegeben, wobei die Frage der Echtzeitfähigkeit bekannter Verfahren in den Vordergrund gestellt wird.

Die der Mikrowellenabbildung zugrunde liegenden physikalischen Gesetzmäßigkeiten werden anhand der skalaren Beugungstheorie beschrieben. Wegen der beabsichtigten diskontinuierlichen Rekonstruktion des Mikrowellenbildes durch ein Mikrowellennetzwerk mit N Eingangstoren und N Ausgangstoren, wird eine diskrete Approximation des kontinuierlichen Berechnungsverfahrens durchgeführt.

Anschließend wird der Entwurf eines für den Bildrekonstruktionsschritt brauchbaren Mikrowellennetzwerkes besprochen. Nach einer Diskussion der allgemeinen Eigenschaften des Mikrowellennetzes folgt eine Festlegung der zum Aufbau des Netzes notwendigen Mikrowellenbauteile. Es werden zwei Realisierungsmöglichkeiten für das Netzwerk angegeben. Der erste vorgestellte Entwurf lehnt sich an die konventionelle Berechnung der diskreten Fourier-Transformation (DFT) an, während sich der zweite Entwurf an der Berechnung der DFT nach dem Algorithmus der schnellen Fourier-Transformation (FFT) orientiert. Die Gesetzmäßigkeiten der FFT werden in Anlehnung an

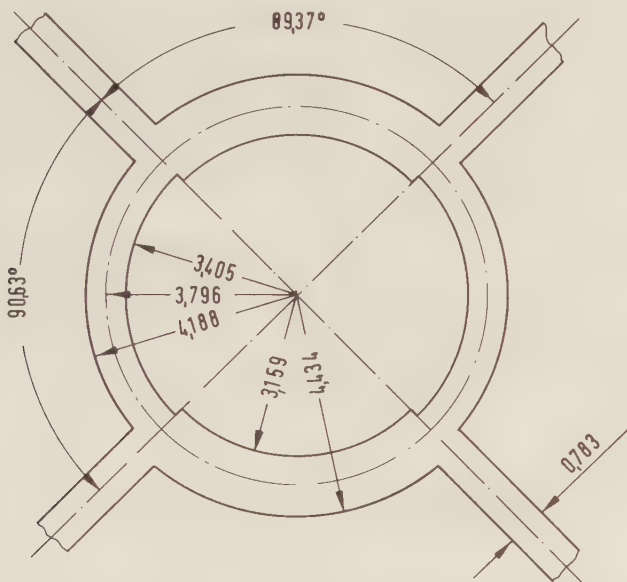
die Literatur erläutert und die Umsetzung der notwendigen Rechen-
vorschriften in ein Mikrowellen-Schaltungskonzept beschrieben.

In einem weiteren Kapitel werden die Systemdaten eines Abbildungs-
systems für eine Betriebsfrequenz bei 10 GHz festgelegt, welches
unter den wirtschaftlichen und technischen Randbedingungen eines
Hochschulinstitutes realisierbar und zur meßtechnischen Unter-
suchung der Systemeigenschaften geeignet ist. Der Einfluß nicht-
idealer Mikrowellenbauteile auf das Abbildungsverhalten wird
numerisch, in Form einer Simulation des gesamten Abbildungssystems
mit einem Rechner, untersucht. Aus den Simulationsergebnissen
werden Hinweise für die technische Realisierung des Mikrowellen-
netzes abgeleitet.

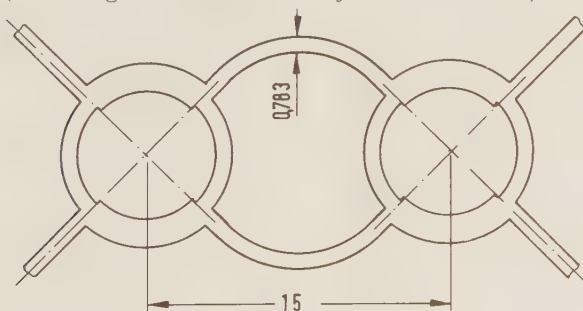
Abschließend wird die technische Realisierung des Mikrowellenab-
bildungssystems, insbesondere die des Rekonstruktions-Mikrowellen-
netzwerkes beschrieben. Eine meßtechnische Untersuchung einiger
Abbildungseigenschaften des realisierten Systems bildet den
Schluß der Arbeit.

7. ANHANG

A1 a) Bemaßte Skizze eines realisierten $\pi/2$ -Hybrides



b) Aufbau der realisierten planaren Leitungskreuzung
(Bemaßung der Einzel- $\pi/2$ -Hybride wie oben)



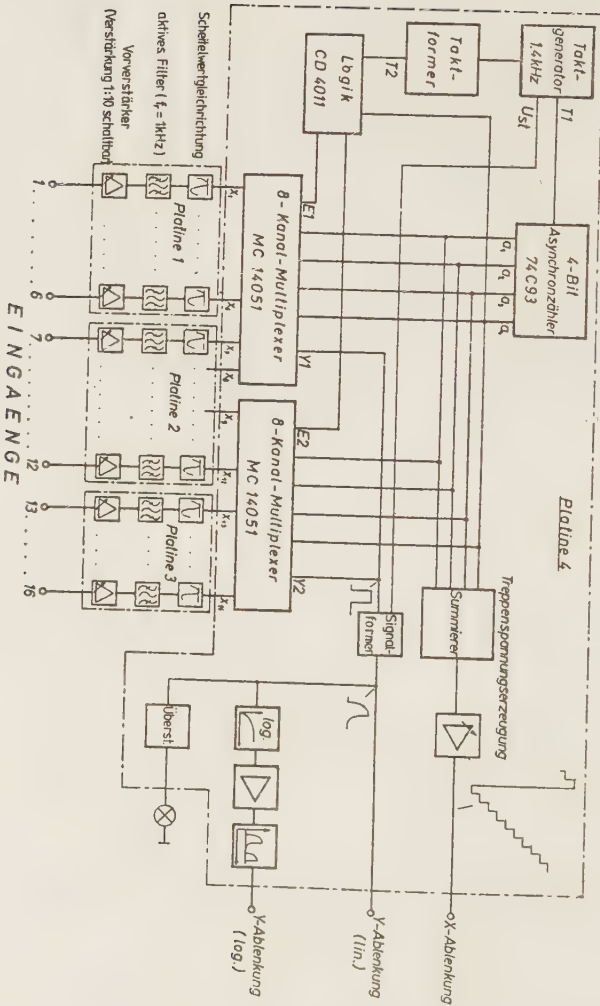
Alle Maße in mm.

Substrate: Teflon-Platinen (RT-Duroid 5880)

Dicke $h = 0,254$ mm;

Dielektrizitätskonstante $\epsilon_r = 2,23$

A2: Elektronische Schaltung zur Darstellung des "Mikrowellenbildes" auf einem Oszillographenschirm (Blockschaltbild).



8. LITERATURVERZEICHNIS

- /1/ TRICOLES, G., FARHAT, N.H.
Microwave Holography: Applications and Techniques, Proc.
of the IEEE, Vol. 65, No.1 (1977), 108-121
- /2/ FARHAT, N.H.
Microwave Holography and its Applications in Modern
Aviation, Meeting Los Angeles, Calif., USA: Soc. of Photo-
optical Instrumentation Engrs. 1972
- /3/ ANDERSON, A.P.
Microwave Holography, Proc. IEE, Vol. 124, No. 11R (1977),
IEE Reviews, 946-962
- /4/ ANDERSON, A.P.
Developments in Microwave Holographic Imaging, Conf. Proc.
of the 9th European Microwave Conference, Brighton, Eng-
land, 1979, pp. 64-73
- /5/ DETLEFSEN, J.
Abbildung mit Mikrowellen, Fortschritt-Berichte der VDI-
Zeitschriften, VDI- Verlag Düsseldorf, Reihe 10, Nr. 5, 1979
- /6/ SILVER, S.
Microwave Antenna Theorie and Design, Mc Graw-Hill, New York
Toronto, London, 1949
- /7/ JACOBS, H., HOFER, R.C., MORRIS, G.
Proposal for Fog Penetrating Imaging Device, Proceedings
Letters, Juni 1966, 907
- /8/ JACOBS, H., HOFER, R., MORRIS, G., HORN, E.
Conversion of Millimeter-Wave Images Into Visible Displays,
Journal of the Optical Society of America, Vol. 58, No. 2
(1968), 246-249
- /9/ LEVIN, B.J.
Spot Illumination of a Semiconductor Panel, Proc. of the
IEEE (Letters), July 1968, 1230-1231
- /10/ JACOBS, H., SCHUMACHER, J.D., REGISTER, D.
A Bulk Semiconductor Imaging Divice for Millimeter and Sub-
millimeter Radiation, IEEE Trans. an Electron Devices, Vol.
ED-16, No. 5 (1969), 419-424

- /11/ LEVIN, B.J.
Millimeter Wave Image Conversion Using a Semiconductor
Image Converter, Proc. of the IEEE (Letters), March 1970,
496-498
- /12/ LEVIN, B.J., FEINGOLD, B.R.
All-weather eye opens up with millimeter wave imaging,
Electronics, August 1970, 82-87
- /13/ LEVIN, B.J.
Millimeter Wave Image Conversion, Dissertation, Graduate
School of Arts and Science, University of Pensylv., 1969
- /14/ MÜLLER, R.
Grundlagen der Halbleiter Elektronik, Springer Verlag,
Berlin-Göttingen-Heidelberg 1971
- /15/ GABOR, D.
A New Microscopic Principle, Nature, vol. 161, No. 4098
(1948), pp. 777-778
- /16/ MAGURA, K.
Probleme bei der holographischen Abbildung im Mikrowellen-
bereich, Dissertation, Technische Hochschule Aachen, 1974
- /17/ DOOLEY, R.P.
X-Band Holography, Proc. of the IEEE (Correspondence),
Nov. 1965, 1733-1735
- /18/ KOCK, W.E.
Hologram Television, Proc. of the IEEE (Letters), (1966),
331
- /19/ STOCKMAN, H.E.
Optical Film Sensors for RF Holography, Proc. of the IEEE
(Letters), Vol. 56 (1968), 763
- /20/ IIZUKA, K.
Microwave Holograms and Microwave Reconstruction, Elec-
tronics Letters, Vol. 5, No. 2, 26-28
- /21/ AUGUSTINE, C.A. KOCK, W.E.
Microwave Holograms Using Liquid Crystal Displays, Proc.
of the IEEE (Letters), March 1969, 354-355
- /22/ AUGUSTINE, C.F., DEUTSCH, C., FRITZLER, D., MAROM, E.
Microwave Holography Using Liquid Crystal Area Detectors,
Proc. of the IEEE (Letters), July 1969, 1333-1334

- /23/ MAGURA, K.
Charakteristische Eigenschaften von Flüssigkristall-Feld-
detektoren, NTZ, Heft 9 (1970), 440-444
- /24/ IIZUKA, K.
Microwave Hologram by Photoengraving, Proc. of the IEEE
(Letters), May 1969, 813-814
- /25/ IIZUKA, K.
Mapping of Electromagnetic Fields by Photochemical Reaction,
Electronics Letters, Vol. 4 (1968), 68-69
- /26/ AOKI, Y.
Microwave Holograms and Optical Reconstruction, Applied
Optics, Vol.6, No.11 (1967), 1943-1946
- /27/ AOKI, Y.
Optical and Numerical Reconstruction of Images from Sound-
Wave Holograms, IEEE Trans. on AU, Vol. AU-18 (1970),
258-267
- /28/ FARHAT, N.H., GUARD, W.R.
Holographic Imaging at 70 GHz, Proc. of the IEEE (Letters),
Dec. 1970, 1955-1956
- /29/ LARSON, W.L., JOHANSEN, E.L., ZELENKA, J.S.
Microwave Holography, Proc. of the IEEE (Letters), Dec.1969,
2162-2164
- /30/ SWINGLER, D.N., NILSEN, C.S.
Double Resolution Microwave Holography: The Resolving
Power of a Laboratory System Versus the Rayleigh Limit
for a Conventional Hologram, Proc. of the IEEE, July 1975
1074-1075
- /31/ TRICOLES, G.P.
Some Topics in Microwave Holography, Dissertation,
University of California, San Diego, 1970
- /32/ WU, M., FARHAT, N.H.
Real-Time Optical Reconstruction of Microwave Holograms,
Proc. of the IEEE (Letters), Aug. 1975, 1254-1255
- /33/ NAGAI, K., AOKI, Y., SUZUKI, M.
On the Numerical Reconstruction of Images from a Microwave
Hologram, IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-21, (1973), 13-18

- /34/ TRICOLES, G., ROPE, E.L., YUE, O.C.
Enhancement of Short-Range Microwave Images Produced by
Backward Propagation, Proc. Soc. Photo-Opt. Engs.,
SPIE 118,(1977), 31-34
- /35/ ARNDT, F., BALLERSCHEFF, P., SCHIERENBECK, K., USSAT, H.
Hologrammsimulation und Bildrekonstruktion bei der Mikro-
wellenholographie, AEÜ, Band 23 (1978), 114-122
- /36/ AOKI, Y., BOIVIN, A.
Computer Reconstruction of Images from a Microwave Hologram,
Proc. of the IEEE (Letters), May 1970, 821-822
- /37/ PAPI, G., RUSSO, V., SOTTINI, S.
Two-Frequency Microwave Holographic Interferometry, Proc.
of the IEEE (Letters), Aug. 1972, 1004-1005
- /38/ PAPI, G., RUSSO, V., SOTTINI, S.
Microwave holographic interferometry, IEEE Trans. on AP,
Vol. AP-19 (1971), 740-746
- /39/ DETLEFSEN, J.
Holographic Imaging with Axial Resolution by a Two Frequency
Method at Microwave Frequencies, NTZ, Band 30 (1970),
723-725
- /40/ DETLEFSEN, J.
Abbildung mit Mikrowellen, Fortschritt-Berichte der VDI-
Zeitschriften, VDI-Verlag Düsseldorf, Reihe 10, Nr. 5, 1979
- /41/ KARG, R., ERMERT, H.
Ein multifrequentes, quasi-holographisches Abbildungssystem
im Mikrowellenbereich, NTZ, (1974), 369-372
- /42/ KARG, R.
Multifrequency Microwave Holography, AEÜ, Band 31 (1977),
150-156
- /43/ KARG, R.
Experiments with a Multifrequency Microwave Imaging System,
NTZ, Band 30 (1977), 651-654
- /44/ KARG, R.
Multifrequent Microwave Holography at close Range, Conf.
Proc. of the 5th European Microwave Conference, Hamburg,
Germany, 1975, 208-212

- /45/ KARG, R.
Multifrequente rechnergestützte holographische Abbildung
im Mikrowellenbereich, Dissertation, Universität Erlangen-
Nürnberg, 1976
- /46/ LEITH, E.N.
Quasi-Holographic Techniques in the Microwave Region, Proc.
of the IEEE, Vol. 59 (1971), 1305-1318
- /47/ JENSEN, H., GRAHAM, L.C., PORCELLO, L.J., LEITH, E.N.
Side-looking Airborne Radar, Scientific American, (1977),
84-95
- /48/ BROWN, W.M., PORCELLO, L.J.
An Introduction to Synthetic-Aperture Radar, IEEE Spectrum,
Sept. 1969, 52-62
- /49/ ALLEN, J.L.
A Theoretical Limitation on the Formation of Lossless
Multiple Beams in Linear Arrays, IRE Trans. on AP, (1961),
350-352
- /50/ BUTLER, J., LOWE, R.
Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically
Scanned Antennas, Electronic Design, (1961), 170-173
- /51/ BLASS, J.
Multidirectional Antenna - A New Approach to Stacked Beams,
IRE International Convention Record, Pt. 1, (1960), 48-50
- /52/ DELANEY, W.P.
An RF Multiple Beam-Forming Technique, IRE Trans. on
Military Electronics, (1962), 179-186
- /53/ SHELTON, J.P.
Multibeam Planar Arrays, Proc. of the IEEE, Vol. 56 (1968),
1818-1821
- /54/ MAEDA, Y., INAGAKI, N.
Synthesis of Feed Networks for Multibeam Planar Array
Antennas, Electronics and Communications in Japan, Vol.57-B
(1975), 75-82
- /55/ PAPOULIS, A.P.
Systems and Transforms with Applications in Optics,
McGraw-Hill, 1968

- /56/ GOODMAN, J.W.
Introduction to Fourier Optics, McGraw-Hill, New York, 1968
- /57/ KOCH, G.F.
Die verschiedenen Ansätze des Kirchhoffschen Prinzips und ihre Anwendung auf die Beugungsdiagramme bei elektromagnetischen Wellen, AEÜ, Band 14 (1960), 77-98, 132-153
- /58/ HARRIS, F.J.
On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform, Proc. of the IEEE, Vol. 66 (1978), 51-83
- /59/ PAPOULIS, A.P.
Signal Analysis, McGraw-Hill, New York, 1977
- /60/ ACHILLES, D.
Die Fourier-Transformation in der Signalverarbeitung, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York, 1978
- /61/ COOLEY, J.W., TUKEY, J.W.
An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series, Math. of Comp., Vol. 19 (1965), 297-301
- /62/ BRAND, H.
Schaltungslehre linearer Mikrowellennetze, Hirzel-Verlag, Stuttgart, 1970
- /63/ BRAND, H.
Zur Synthese von Mikrowellen-n-Toren vorgegebener Streumatrix, AEÜ, Band 25 (1971), 49-50
- /64/ COHN, S.B.,
A Class of Broadband Tree-Port TEM-Mode Hybrids, IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-16 (1968), 110-116
- /65/ NYSTRÖM, G.L.
Synthesis of Broad-Band 3-dB Hybrids Based on the 2-Way Power Divider, IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-29 (1981), 189-194
- /66/ HERING, K.H.
The Design of Multible Beam Forming Networks, In "Phased Array Antennas", Dedham, Mass.: Artech House, 1972

- /67/ JAECKLE, W.G.
Systematic Design of a Matrix Network Used for Antenna
Beam Steering, IEEE Trans. on AP, Vol. AP-15 (1967),
314-316
- /68/ MOODY, H.J.
The Systematic Design of the Butler Matrix, IEEE Trans.
on AP, Vol. AP-12 (1964), 786-788
- /69/ UENO, M.
A Systematic Design Formulation for Butler Matrix Applied
FFT Algorithm, IEEE Trans. on AP, Vol. AP-29 (1981),
496-501
- /70/ REED, J., WHEELER, G.J.
A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks,
IRE Trans. On MTT, Vol. MTT-4 (1956), 246-252
- /71/ PON, C.Y.
Hybrid-Ring Directional Coupler for Arbitrary Power
Divisions, IRE Trans. on MTT, Vol. MTT-9 (1961), 529-535
- /72/ MARCH, S.
A Wideband Stripline Hybrid Ring, IEEE Trans. on MTT
(Correspondence), Vol. MTT-16 (1968), 361
- /73/ GUNTUN, D.J., PAIGE, E.G.S.
Directional Coupler for Gigahertz Frequencies Based on
the Coupling Properties of two Planar Comb Lines,
Electronics Letters, Vol. 11 (1975), 406-408
- /74/ GUNTUN, D.J.
Design of Coupled Comblines Directional Couplers,
Electronics Letters, Vol. 11 (1975), 607-608
- /75/ GUNTUN, D.J.
Design of wideband codirectional couplers and their
realisation at microwave frequencies using coupled comb-
lines, MOA, Vol. 2 (1978), 19-30
- /76/ GUNTUN, D.J., PAIGE, E.G.S.
An Analysis of the General Asymmetric Directional Coupler
with Non-Mode-Converting Terminations, MOA, Vol. 2 (1978),
31-36

- /77/ CROMPTON, J.W.
A Contribution to the Design of Multi-Element Directional Couplers, Proc. Instn. Electr. Engrs., Monogr. 23OR, 1957
- /78/ CHINCHILLO, A.R.
Computer-Aided Design of Practical Microwave Branch-Line Couplers, IEEE Conference Record, (1970), 426-430
- /79/ RIBLET, G.P.
A Directional Coupler with Very Flat Coupling, IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-26 (1978), 70-74
- /80/ CUHACI, M., LO, G.J.P.
Coupler Design with T-Junction Discontinuity Compensation, Electronics Letters, Vol. 17 (1981), 87-89
- /81/ FRANCO, A.G., OLINER, A.A.
Symmetric Strip Transmission Line Tee Junction, IRE Trans. on MTT, Vol. MTT-10 (1962), 118-124
- /82/ LEIGHTON, W.H., MILNES, A.G.
Junction Reactance and Dimensional Tolerance Effects on X-Band 3-dB Directional Couplers, IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-19 (1971), 818-824
- /83/ VOGEL, R.W.
Effects of the T-Junction Discontinuity on the Design of Microstrip Directional Couplers, IEEE Trans. on MTT, Vol. MTT-21 (1973), 145-146
- /84/ HAMMERSTAD, E.O.
Equations for Microstrip Circuit Design, Conf. Proc. of the 5th European Microwave Conference, Hamburg, Germany, (1975), 268-272
- /85/ KURZROK, R.M.
Isolation of Lossy Transmission Line Hybrid Circuits, IEEE Trans. on MTT (Correspondence), Vol. MTT-17 (1967), 127-128
- /86/ KLINGER, K.
Rechnergestützter Entwurf von breitbandigen Richtkopplern aus symmetrischen Leitungsverzweigungen (branch-line-coupler) in Mikrostreifenleitungstechnik, Studienarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Erlangen-Nürnberg, 1980

- /87/ WIGHT, J.S., CHUDOBIAK, J.S., MAKIOS, V.
A Microstrip and Stripline Crossover Structure, IEEE Trans.
on MTT (Letters), Vol. MTT-24 (1976), 270
- /88/ HORTON, R.
Crossovers in Microstrip, Electronics Letters, Vol. 14
(1978), 110-111
- /89/ SCHIFFMAN, B.M.
A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters,
IRE Trans. on MTT, Vol. MTT-6 (1958), 232-237
- /90/ SCHIFFMAN, B.M.
Multisection Microwave Phase-Shift Network, IEEE Trans. on
MTT, Vol. MTT-14 (1966), 209
- /91/ SHELTON, J.P., MOSKO, J.A.
Synthesis and Design of Wide-Band Equal-Ripple TEM
Directional Couplers and Fixed Phase Shifters, IEEE Trans.
on MTT, Vol. MTT-14 (1966), 462-473
-

Die vorliegende Arbeit wurde am Institut für Hochfrequenz-
technik der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg
durchgeführt. Herrn Prof. Dr.-Ing. H. Brand, dem Vorstand
dieses Instituts, danke ich dafür, daß er die Durchführung der
Arbeit ermöglicht und ihren Fortgang durch seinen fachlichen
Rat gefördert hat. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr. rer. nat.
A. W. Lohmann für die Übernahme des Korreferates. Mein Dank
gilt weiterhin allen Kollegen und Mitarbeitern des Instituts
für Hochfrequenztechnik, die zum Gelingen der Arbeit beige-
tragen haben.

Ganz besonderen Dank schulde ich meiner Frau für ihre Geduld
und tatkräftige Unterstützung während der Abfassung dieser
Arbeit.

Die numerischen Berechnungen wurden auf dem Rechner TR 440 des
Rechenzentrums der Universität Erlangen-Nürnberg durchgeführt.

Der Verfasser

Lebenslauf des Verfassers

19. 2. 1948 Geboren in Kamp-Lintfort/NRW als Sohn des Kraftfahrers Gustav König und seiner Ehefrau Margarete, geb. Gasthaus.
- 1954 - 1962 Volksschule in Kamp-Lintfort.
- 1962 - 1965 Fernmeldehandwerkerlehre beim Fernmeldeamt Krefeld.
- 1963 - 1968 Besuch der Abendsemester an den Berufsaufbauschulen Krefeld und Moers.
Abschluß: Fachschulreife.
- 1965 - 1969 Fernmeldehandwerker beim Fernmeldeamt Wesel, Bezirk Moers.
- 1968 - 1969 Grundwehrdienst bei der Bundeswehr.
- 1969 - 1972 Studium an der Fachhochschule Siegen-Gummersbach.
Studienrichtung: Informationsverarbeitung.
Abschluß: Ingenieur (grad.)
- 1972 - 1977 Studium der Elektrotechnik an der Technischen Universität Berlin.
18. 4. 1977 Diplom-Hauptprüfung.
- seit 1977 Verwalter der Dienstgeschäfte eines wissenschaftlichen Assistenten, dann wissenschaftlicher Assistent am Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Erlangen-Nürnberg.

